

ROK IV LIPIEC — SIERPIEŃ 1949 R. NR 7/8

BIURO WYDAWNICTW POLSKIEGO RADIA

cena 100 zł

TREŚĆ NUMERU:

RADIO

Miesięcznik dla techników i amatorów

Rok IV Lipiec—Sierpień 1949 Nr 7/8

Pięć lat pracy radiofonii polskiej

11 sierpnia 1949 r. Odrodzone Polskie Radio obchodzi piątą rocznicę swej działalności. Przed pięciu laty w oswobodzonym Lublinie przemówiła pierwsza radiostacja polska, niosąc mieszkańcom ziem okupowanych nadzieję rychłego końca wojny i zapowiedź zmian polityczno-społecznych. Ta pierwsza stacja nadawcza popularnie zwana „Pszczółką", gdyż uprzednio używana była do zagłuszania audycji propagandowych radia niemieckiego, posiadała moc 10 Kw i mieściła się w wagonie kolejowym. Był to dar Związku Radzieckiego, który przez cały czas okazywał wielką pomoc powstającej radiofonii polskiej.

Polskie Radio musiało bowiem swą pracę rozpocząć od początku. W 1939 r. tuż przed wybuchem wojny pracowało 10 radiostacji o łącznej mocy 450 Kw, obsługujących przeszło 1.100.000 aparatów odbiorczych. W Raszynie znajdowała się na ukończeniu budowa wielkiej 600 Kw radiostacji na miejsce czynnej 120 Kw. Rozgłośnie Polskiego Radia były bogato wyposażone w nowoczesne urządzenia, jak mikrofony, różne aparaty do nagrywań, wozy transmisyjne, liczne zbiory płyt gramofonowych (wiele z nich własnego nagrania o bezcennej wartości historycznej), urządzenia nagrywające itd. Każda rozgłośnia zaopatrzona była w bibliotekę książek i nut oraz instrumenty muzyczne. Ponadto w centrali warszawskiej mieściły się warsztaty Polskiego Radia, gdzie budowano nowe radiostacje i urządzenia amplifikacyjne dla rozgłośni. Znajdowało się tam także centralne laboratorium Polskiego Radia, rozporządzające cennymi przyrządami pomiarowymi. Na kilka miesięcy przed wojną Polskie Radio wybudowało w gmachu „Prudential" na Placu Napoleona w Warszawie dwa nadajniki ultrakrótkofalowe, przeznaczone dla telewizji.

Wszystko to zostało już w pierwszych latach wojny wywiezione bądź zrujnowane przez okupanta. W czasie ofensywy Armii Czerwonej i Wojska Polskiego, przez cofających się Niemców zniszczona została reszta urządzeń, sprzętu oraz materiału programowego. Ze stacji nadawczych ocalała jedynie tylko radiostacja krakowska i to pozbawiona kosztownych lamp radiowych. Inne urządzenia stacji nadawczych wysadzono w powietrze lub wywieziono do Rzeszy. Straty radiofonii polskiej sięgały prawie 100%. Urządzenia Polskiego Radia uległy dewastacji, aparaty radiowe skonfiskowano radiosłuchaczom, przemysł radiotechniczny przestał istnieć.

Polskie Radio rozpoczęło więc pracę od nowa. Powołane do życia 22 września 1944 roku dekretem PKWN na zupełnie odmiennych warunkach niż radio przedwojenne. Odrodzone Polskie Radio przystąpiło do realizacji swych zadań w służbie Polski Ludowej. Do przeszłości już należała działalność radia sanacyjnego, które było tubą „mocarstwowej" polityki rządu Polskiego z okresu drugiej niepodległości, budującego najsilniejsze radiostacje na wschodzie, wymierzone przeciwko Związkowi Radzieckiemu, z drugiej zaś strony przez palce patrzącego na wyczyny propagandy niemieckiej i germanizację terenów zachodnich.

Na oswobodzonych ziemiach polskich ludność pozbawiona była urządzeń odbiorczych. Polskie Radio musiało więc prowadzić nie tylko odbudowę sieci stacji nadawczych, lecz także znaleźć sposób, za pomocą którego można byłoby udostępnić korzystanie z radia najszerszym rzeszom społeczeństwa. Na terenie całego kraju powstawały radiowęzły, obsługujące głośniki mieszkaniowe zainstalowane w miastach i we wsiach. Tam gdzie niemożliwe było zakładanie radiowęzłów ze względu na zbyt małą liczbę abonentów, wprowadzano zbiorowe urządzenia radiowe — silny aparat radiowy zasila głośniki założone w okolicznych budynkach lub w sąsiednich pomieszczeniach.

Rozwój urządzeń radiofonii przewodowej przedstawia się następująco:

rok	1945	1946	1947	1948
radiowęzły	333	263	251	289 oraz 132 pomocniczych
liczba głośników		1148	2061	3455

Jednocześnie z radiofonizacją kraju prowadzona była budowa stacji nadawczych. W ciągu pięciu lat zbudowano i wyposażono 14 radiostacji. W chwili obecnej w Polsce czynnych jest 11 stacji. Oto ich lista w kolejności uruchamiania:

11.8.44 r. — „Pszczółka" Lublin,

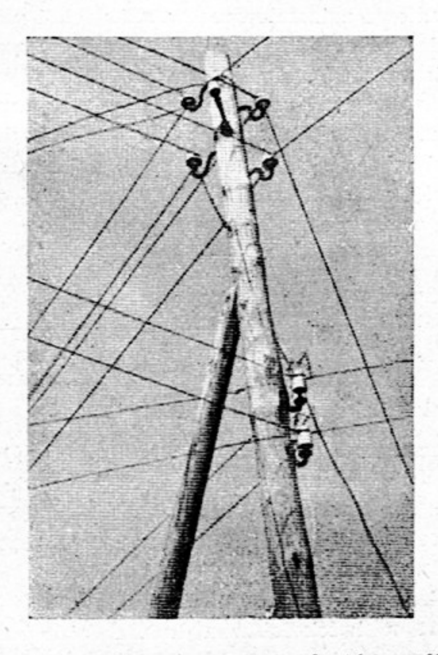
31.12.44 r. krótkofalówka Lublin, obie radiostacje przeniesione następnie do Warszawy.

15.2.45 r. — Kraków,
1.3.45 r. — Katowice,
3.6.45 r. — Poznań,
1.8.45 r. — Bydgoszcz (zlikwidowana z chwilą odbudowy stacji nadawczej w Toruniu),
19.8.45 r. — Warszawa I i III,
15.9.45 r. — Gdańsk,
21.10.45 r. — Łódź,
24.12.45 r. — Szczecin,
29.9.46 r. — Wrocław,
1.12.46 r. — Warszawa II,
26.10.47 r. — Toruń,
22.7.49 r. — Radiostacja Centralna w Warszawie.

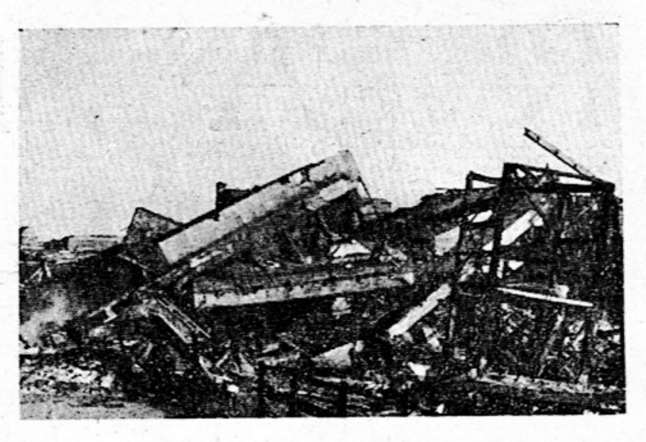
Niektóre radiostacje jak Katowice, Wrocław, Warszawa, zostały w międzyczasie wzmocnione.

Polskie Radio projektuje rozbudowę sieci stacji nadawczych przez zwiększenie mocy istniejących już nadajników oraz budowę nowych radiostacji. Po uruchomieniu w Warszawie potężnej 200 Kw Radiostacji Centralnej, wyposażonej w olbrzymi 335 m. maszt antenowy, nadajnik Warszawy I przeniesiony zostanie prawdopodobnie na inne miejsce. Radio może w tej chwili obsłużyć teren całego kraju dwoma programami ogólnopolskimi — jeden nadawany przez Radiostację Centralną, drugi — transmitowany przez Warszawę II oraz stacje regionalne.

W planach Polskiego Radia leży budowa Centrum Krótkofalowego, dwóch radiostacji z modulacją częstotliwości — w Warszawie i Katowicach, 100-kilowatowej radiostacji przeznaczonej do obsługi wschodnich województw, 50 Kw stacji nadawczej w Gdańsku, rozgłośni w Poznaniu i Lublinie, wielkiej hali koncertowej w Krakowie oraz olbrzymiego Domu Radia ze stacją telewizyjną w Warszawie. Na ukończeniu znajduje się 50 Kw radiostacja w Szczecinie. Wielkie znaczenie dla polepszenia jakości nadawanego programu posiadają przewidywane inwestycje na renowacje urządzeń technicznych radiostacji i rozgłośni oraz wyposażenie ich w najbardziej nowoczesny sprzęt elektroakustyczny.



Cała Polska pokryła się siecią drutów radiowych.



Po radiostacji raszyńskiej pozostała kupa gruzów.

W ciągu 5 lat swej działalności Odrodzone Polskie Radio pod wieloma względami przewyższyło osiągnięcia radia przedwojennego, którego prace trwały bezmała 15 lat. Już w lutym br. liczba abonentów przekroczyła milion. Na dzień 1 czerwca br. Polskie Radio liczyło 1.040.211 abonentów, w tym 806.541 urządzeń odbiorczych w mieście i 233.670 na wsi. Pod względem rodzajów urządzeń — 698.801 odbiorników lampowych, 329.484 głośników mieszkaniowych oraz 11 926 aparatów detektorowych; z tego wieś posiada 135.765 odbiorników lampowych, 89.775 głoników mieszkaniowych oraz 8.130 aparatów detektorowych.

Liczba abonentów zwiększy się wydatnie po zrealizowaniu planu 6-letniego. Przewiduje on założenie jednego miliona głośników mieszkaniowych oraz osiągnięcie 3.500.000 radioabonentów przy końcu 1955 r. Polskie Radio w prowadzonej radiofonizacji kraju szczególny nacisk kładzie na udostępnienie urządzeń wsi, przy czym korzysta z pomocy ludności zorganizowanej w Społecznych Komitetach Radiofonizacji Kraju.

Równolegle z rozwojem technicznym radiofonii Polskiej idą prace programowe.

Z roku na rok doskonali się i krystalizuje program audycji P.R. Służy on interesom Polski Ludowej, jest ważnym czynnikiem realizacji socjalizmu w Polsce. Będąc rzecznikiem postępu, walczy z elementami kapitalistycznymi w kraju i bierze udział w zwalczaniu wrogiej naszemu państwu propagandy. Kierownictwo programowe zmierza do stworzenia takiego programu, który by spełnił te podstawowe założenia i będąc dostępny dla najszerszych mas radiosłuchaczy posiadał jednocześnie — wyraźnie marksistowsko-leninowskie oblicze oraz wysoki poziom kulturalny i artystyczny.

Radiofonia polska prowadzi ożywioną współpracę z radiofoniami zagranicznymi. Polskie Radio posiada stałych korespondentów radiowych oraz współpracowników w szeregu krajów, którzy nadsyłają materiały sprawozdawcze oraz utrzymują kontakt z radiofoniami.

W ciągu 1947 r. zawarte zostały specjalne umowy o współpracy z radiofonią czechosłowacką, węgierską, bułgarską i rumuńską, zaś w r. 1948 z francuską. W kwietniu 1949 r. Polskie Radio zawarło rozszerzone umowy z Czechosłowacją i Węgrami. Niezależnie od współpracy z radiofoniami Państw Demokracji Ludowej, Polskie Radio utrzymuje kontakt i z innymi krajami, a przede wszystkim ze Związkiem Radzieckim. Przewiduje się w najbliższym czasie uzyskanie połączenia kablowego z radiostacjami radzieckimi, co pozwoli na bezpośrednią wymianę programów. Dotychczas bowiem główną formą zbliżenia są występy gościnne zespołów artystycznych przed mikrofonami obu krajów i materiały programowe, nagrania muzyczne na płytach oraz taśmach magnetofonowych przesyłane przez Komitet Radiowy ZSRR dla Polskiego Radia oraz przez Polskie Radio dla rozgłośni radzieckich.

Na tych samych zasadach prowadzona jest współpraca z radiofoniami krajów demokracji ludowej, z którymi zawarte zostały specjalne umowy. Bardziej bliska wymiana programowa prowadzona jest z Radiem Czechosłowackim ze względu na istniejące od września 1948 r. połączenie kablowe z Pragą Czeską, które umożliwia wspólne transmitowanie jednego programu. Polskę odwiedzają liczne zespoły muzyczne i artyści, wzamian zaś radiofonie obce zapraszają polskich pianistów, wokalistów, instrumentalistów oraz zespoły orkiestralne i wokalne na występy gościnne. Prócz tego urządzane są międzynarodowe koncerty, transmitowane przez szereg radiostacji europejskich np. Międzynarodowy Festiwal Muzyki Słowiańskiej, większe imprezy Roku Chopinowskiego, Festiwal Muzyki Ludowej.

Polskie Radio prowadzi również szeroko pomyślaną akcję wydawniczą. Ukazują się czasopisma i książki, które w sposób planowy popularyzują najrozmaitsze zagadnienia z dziedziny radiotechniki i programu. Wydawnictwami radiowymi zajmuje się Radiowy Instytut Wydawniczy w Krakowie.

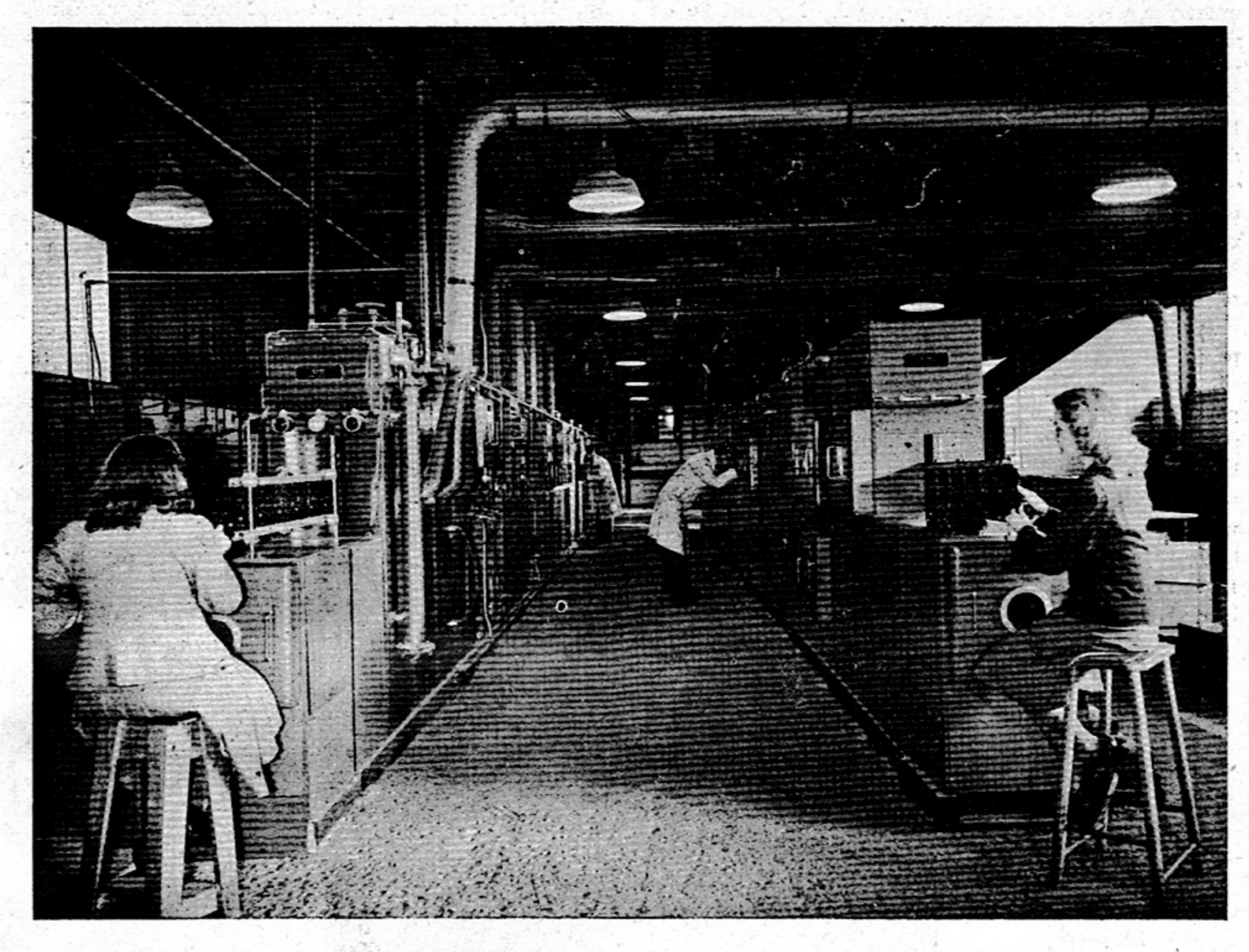
5 lat odbudowy radiofonii polskiej, prowadzonej w zadziwiającym tempie na najrozmaitszych odcinkach, stanowi trwały dorobek Polski Ludowej w dziedzinie techniki, kultury i sztuki. W roku przyszłym Polskie Radio wkracza w następny etap rozwoju. Rozpoczyna się realizacja wielkiego planu 6-letniego, który przyniesie jeszcze większej liczbie mieszkańców możność korzystania z radia, które udostępni najszerszym masom trwałe wartości nowej kultury, podniesie poziom wykształcenia i wychowa świadomych swych zadań obywateli.

Tadeusz Pszczołowski.



Rozgłośnie Polskiego Radia wyposażone są w nowoczesne urządzenia, które pozwalają uzyskać dobrą jakość odbioru. Mikser, obserwując przez okienko reżyserki wnętrze studia i wykonawców, w zależności od potrzeby, ścisza lub wzmacnia głos uchwycony przez mikrofon.

Automatyczna produkcja odbiorników

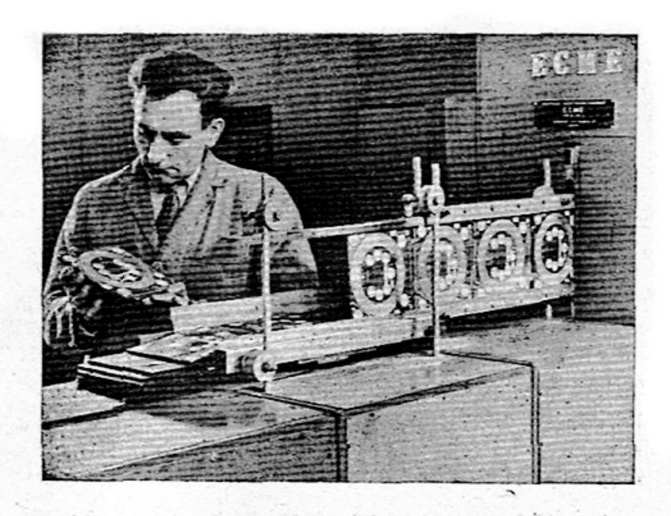


Fot. 1.
Dwie maszyny - automaty. Pracownice podają prasowane płytki bakelitowe, we wgłębieniach których powstają części i obwody radiowe. Dwaj operatorzy kontrolują i dostrajają automaty

Pod chassis każdego odbiornika radiowego znajduje się skomplikowana sieć przewodów łączących ze sobą rozmaite części składowe. Każdy drut wymaga co najmniej dwóch połączeń — po jednym na każdym końcu — i w przeciętnym odbiorniku jest takich połączeń chyba ze sto, a może więcej. Wszystkie te połączenia robi się ręcznie i jest to operacja dość kosztowna, wymagająca dobrze wyszkolonego personelu. Z drugiej strony odbiornik zawiera wiele części składowych, jak na przykład chassis, podstawki lampowe, cewki, kondensatory, opory etc., z których każda musi być zrobiona oddzielnie i zmontowana na chassis.

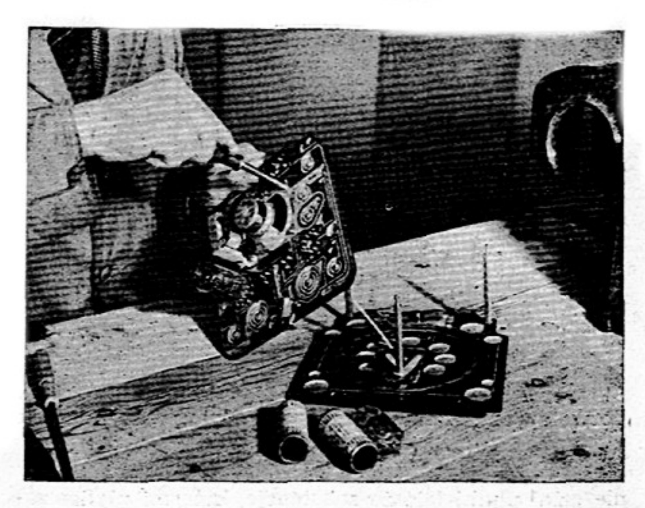
Na załączonych zdjęciach widzimy zupełnie nowy sposób wykonania odbiornika. W procesie fabrykacyjnym, opracowanym przez J. Sargrove, zdołano wyeliminować z odbiornika wszystkie druty łączeniowe, wszystkie lutowania i prawie wszystkie oddzielnie produkowane części składowe. W jego procesie, obecnie pracującym z całym powodzeniem, wykonanie, zmontowanie i połączenie części składowych odbywa się automatycznie przez pomysłową maszynę. Operator wkłada płytkę z plastyku do otworu z jednej strony maszyny; drugi operator otrzymuje płytkę gdy wychodzi ona z taśmy produkcyjnej po drugiej stronie maszyny. Nie jest to już jednak płytka w stanie surowym — jest to gotowe chassis, zawierające różne części składowe wykonane właśnie podczas swej drogi poprzez maszynę i to już połączone w obwody radioodbiornika.

Na rys. 1 widzimy układ prostego odbiornika jednoobwodowego dwulampowego. Układ ten jest rozbity na dwie części, z których każda będzie wykonana na jednej płytce. Pierwsza płytka zawiera układ stopnia anteny i detekcji oraz wzmocnienia. W skład jego wchodzą: gniazdka anteny i uziemienia oraz lampowe, cewka obwodu strojenia i reakcji, kondensatory stałe o pojemności od 100 do 20.000 pF, opory, wreszcie kondensatory zmienne oraz lampa.



Fot. 2.

Gotowe płytki z natryskanymi elementami i połączeniami opuszczają maszynę i są poddane inspekcji. Co 20 sekund wychodzi jedna płytka



Fot. 3.

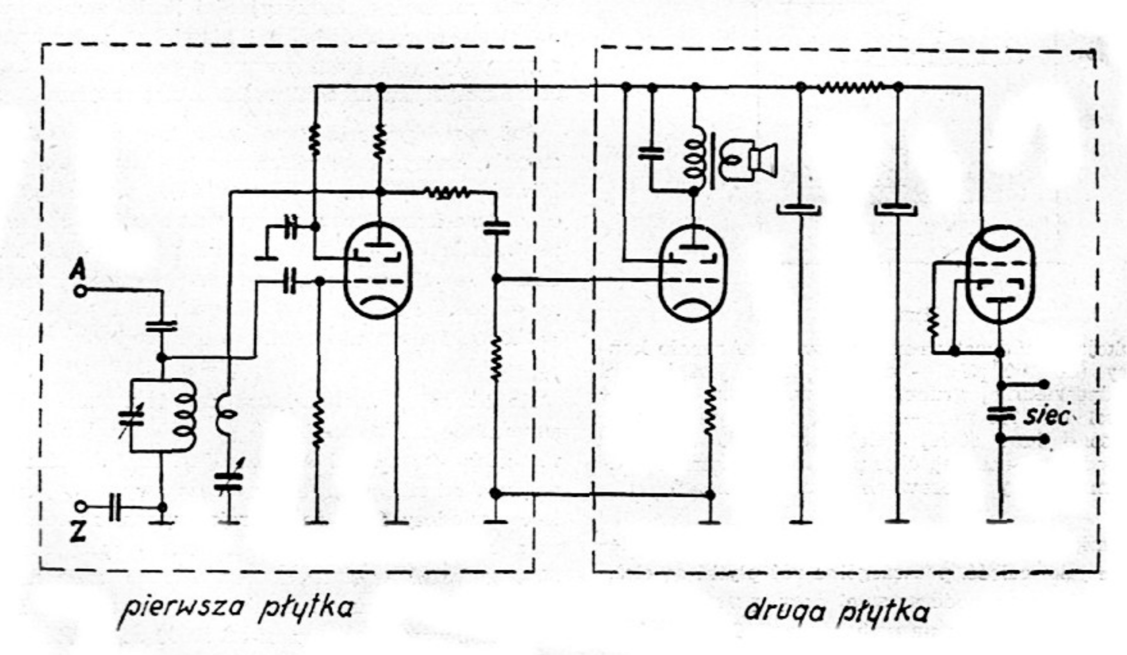
Jedyna ręczna robota przy całej produkcji. Operator zakłada lampy, kondensatory zmienne i elektrolityczne oraz głośnik. Obie płytki skręca się razem, wkłada do skrzynki bakelitowej i odbiornik gotow. Jeśli co 20 sekund powstaje jeden odbiornik, to ile na rok? Nie trudno obliczyć, że ponad 400.000

W skład drugiej płytki wchodzą gniazdka sieciowe oraz lampowe, kondensatory stałe, opory, wreszcie głośnik ze swym transformatorem i kondensatory elektrolityczne.

Z automatycznego wykonania wyłączamy od razu elementy umieszczone na końcu spisu a więc kondensatory zmienne, lampy, głośnik i elektrolity. Wstawia się je do odbiornika już po skompletowaniu całości.

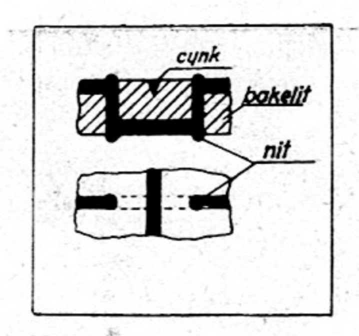
Zastanówmy się teraz jak można automatycznie wytwarzać cewki, kondensatory stałe, opory, podstawki oraz połączenia pomiędzy tymi elementami.

Płytka z bakelitu, grubości 6 mm, posiada wyprasowane wgłębienia w postaci kółek, spirali czy linii prostych oraz otwory. Wchodzi ona do automatu przechodząc stopniowo przez kolejne komory, gdzie jest spryskiwana materiałem przewodzącym (cynkiem), niektóre jednak miejsca są zakryte. W następnej komorze te uprzednio zakryte miejsca stoją otworem a pozostałe są schowane. Teraz następuje spryskiwanie materiałem o dużej oporności (chromonikieliną lub grafitem itp.). W jednej z następnych komór następuje szlifowa-



Rys. 1.

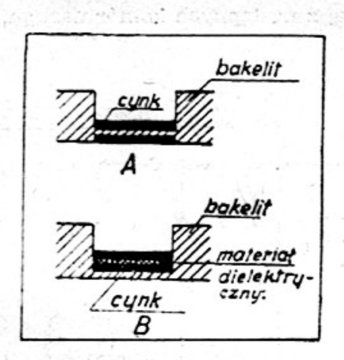
Orientacyjny schemat odbiornika jednoobwodowego nadającego się do wykonania automatycznego na dwóch płytkach



Rys. 2.
Skrzyżowanie przewodów bez kontaktu. Dwa nity pozwalają na ominięcie „przeszkody" przez przejście na drugą stronę płytki

nie całej płytki tak, że substancje, którymi płytka została uprzednio spryskana, pozostają tylko we wgłębieniach. Ostatecznie otrzymuje się spirale wypełnione metalem, które stanowią cewki, kółka natryskane z obu stron, które tworzą kondensatory stałe, zygzaki wypełnione chromonikieliną czy grafitem stanowiące opory, wreszcie linie proste, które są połączeniami. W dalszych komorach automat wkłada nity pełne, które służą do przejścia „przewodów" na drugą stronę płytki oraz nity z otworami, które stanowią gniazdka wejściowe, sieciowe i lampowe. Jeszcze dalej cała płytka zostaje spryskana izolacyjnym plastykiem itd.

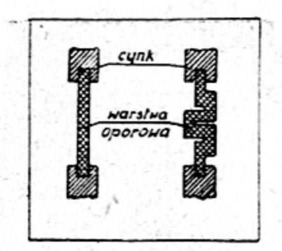
Po wyjściu z automatów płytki są łączone parami za pomocą trzpieni, które poza czynnością mechaniczną dają także stosowne połączenia elektryczne. Poza tym zakłada się kondensatory zmienne, elektrolity, lampy



Rys. 4.
Konstrukcja kondensatora natryskowego. A: małe kondensatory (do 150 pF) — dielektrykiem jest bakelit płytki, odpowiedniej grubości i powierzchni. B: duże pojemności (do 2000 pF) — dielektrykiem jest natryskana masa o dużej stałej dielektrycznej; kilka takich warstw, jedna na drugiej, daje pojemności potrzebne do wzmacniaczy oporowych oraz odprzężeń

oraz głośnik i — odbiornik jest gotów. Podlega on teraz próbie jako całość, poszczególne zaś płytki są elektrycznie próbowane podczas swej drogi przez automat, w miarę dokonywanych na nich operacji. Płytki z brakami są natychmiast odrzucane.

Do odbiorników jest zastosowana specjalną lampa a mianowicie tetroda, która nadaje się do wszystkich



Rys. 3.
Konstrukcja oporu natryskowego

funkcji a więc do umocnienia wielkiej częstotliwości, detekcji, wzmocnienia mocy i również do prostowania jednokierunkowego. Dwie takie lampy mieszczą się w jednej bańce.

Produkcja automatyczna ogranicza się w tej chwili do aparatów jednoobwodowych. Tanie te odbiorniki idą w ogromnych ilościach na Bliski Wschód i do Indii.

W próbach są jednakże i aparaty większych typów, superheterodyny, a nawet przewidziane są w planie odbiorniki telewizyjne.

Supermalloy — nowy materiał o najwyższej przenikliwości

Przy budowie transformatorów częstotliwości akustycznej o szerokiej wstędze przenoszenia (20—20000c/s) konieczne jest stosowanie na rdzenie blaszek o wysokiej przenikliwości magnetycznej μ. Wtedy dla uzyskania niezbędnej indukcyjności liczba zwojów wypada stosunkowo niewielka i zjawiska pojemnościowe zostają wybitnie zredukowane, z czego odnosi korzyść charakterystyka częstotliwości transformatora.

Już przed przeszło dwudziestu laty wynaleziono, że stopy o dużej zawartości niklu (do 70%) dają przenikliwość początkową μ_0 rzędu 2000, wobec cyfry 300 dla żelaza krzemowego. Ulepszona obróbka cieplna doprowadziła do $\mu_0 = 9000$, a tuż przed wojną stwierdzono, że odpowiednio dozowane domieszki molibdenu, chromu i miedzi przeszło podwoiły tę cyfrę ($\mu_0 = 20500$). Dalsze ulepszenia doprowadziły nawet do $\mu_0 = 40000$.

Najnowszym wynalazkiem na tym polu jest tzw. supermalloy. Przenikliwość początkowa blach z tego materiału o grubości 0.36 mm jest trzy do ośmiu razy większa od najlepszej z dotychczasowych. O jego czułości świadczy fakt, że koercja wynosi zaledwie $^1/_{100}$ pola ziemskiego. Straty w materiale przy indukcji 5000 gaussów wynoszą zaledwie 0,003 wata na kilogram (żelazo transformatorowe 1 wat na kg). Przenikliwość początkowa wynosi od 50000 do 150000, maksymalna od 200000 do 400000. Transformatory akustyczne z tego materiału, np. mikrofonowe lub liniowe, są wielkości naparstka.

Częstotliwości zwierciadlane i gwizdy superheterodyny

Odbiór superheterodynowy polega jak to wszyscy wiemy na nakładaniu na falę odbieraną fali „oscylatora lokalnego“, tak dobranej aby różnica częstotliwości obu tych fal dawała pewną wartość stałą, zwaną częstotliwością pośrednią, którą w dalszym ciągu będziemy nazywali w skrócie P. F.. Wartość tej P. F. możemy obrać jak najdogodniej, zaś napięcie jej wzmacniamy „wzmacniaczem P. F.“, najczęściej jednostopniowym, rzadko dwustopniowym. W skład jego wchodzą przeważnie cztery obwody strojone na P. F., złożone w dwa filtry wstęgowe o dużej selektywności, jednak o wierzchołku na tyle płaskim aby częstotliwości boczne modulacji aż do około 2 $\times$ 5000 do 2 $\times$ 9000 c/s nie były stłumione, ze szkodą dla jakości odtwarzania.

Zaletą odbiorników superheterodynowych z przemianą częstotliwości jest możność osiągnięcia dużej selektywności oraz znacznej czułości przy pomocy stosunkowo prostych środków. Selektywność więc nie jest związana ze znaczną liczbą obwodów strojonych zmiennych lecz opiera się na własnościach obwodów nastrajanych na stałe. Zwłaszcza na falach krótkich własność ta jest niezmiernie cenna, ponieważ selektywność obwodów strojonych na wysokich częstotliwościach jest słaba i nawet kilka ich połączonych kaskadowo nie spełniłoby wymagań jakie wynikają z konieczności rozdzielania gęsto rozmieszczonych stacji. Odbiór krótkofalowy był ostatecznym powodem zaniechania produkcji odbiorników „prostych“.

Dostatecznej selektywności nie dałoby się uzyskać „wprost“ dlatego, że istnieje granica i to dość wąska, wzmocnienia kilkustopniowego na jednej i tej samej częstotliwości. Układy takie wzbudzają się bowiem łatwo i trudno je ustabilizować. Tam natomiast gdzie rozmaite stopnie pracują na różnych częstotliwościach znika podstawowy warunek sprzężenia i spokojna praca układu jest prawie, że gwarantowana.

Odbiór z przemianą częstotliwości ma więc poważne zalety, które w pełni usprawiedliwiają jego dominujące stanowisko w dzisiejszej radiotechnice. Posiada on jednak niestety i pewne poważne niedomagania, na które trzeba zwrócić uwagę. Poznanie przyczyn takiego stanu rzeczy pozwoli nam zmniejszyć skutki tych wad a czasem nawet radykalnie je usunąć.

Zanim do nich przejdziemy, powiemy kilka słów o wyborze P. F. Musi ona leżeć oczywiście poza zakresem odbieranym, celem uniknięcia interferencji ze strony stacji, która pracowałaby ewentualnie na tej właśnie częstotliwości i mogłaby wchodzić wprost na wzmacniacz P. F .W każdym razie, na wszelki wypadek, aby tego uniknąć stosuje się bezpośrednio przy gniazdku antenowym obwód zwierający, złożony z połączonych szeregowo: cewki oraz małego kondensatora rzędu 50 pF, dostrajanych do P. F.

Jeśli P. F. ma znajdować się poza pasmami radiofonicznymi, to do wyboru stoją: częstotliwości poniżej 150 kc. (tu najczęściej stosowaną jest 128 kc); między zakresem długo i średnio falowym, a więc 400 — 545 kc (tu prawie powszechnie widzimy częstotliwość 468 kc, z wariantami od 450 do 485 kc), wreszcie powyżej 1500 kc.

O innych kryteriach wyboru powiemy poniżej, teraz już jednak zaznaczymy, że częstotliwość 128 kc daje najlepsze warunki z punktu widzenia selektywności odbiornika. 468 kc jest pod tym względem nieco słabsza, lecz jeszcze zadowalająca. Częstotliwości powyżej 1500 kc dają kiepską selektywność i nie wchodzą w rachubę dla odbiorników radiofonicznych.

Częstotliwość oscylatora superheterodyny nastawia się zawsze powyżej częstotliwości odbieranej fali. W ten sposób łatwiej dostroić na całym zakresie zmienny obwód strojony oscylatora do obwodu strojonego siatki.

Lampa mieszająca wybierze w swym obwodzie anodowym różnicę częstotliwości dwu oscylacji przyłożonych do odpowiednich siatek.

Teraz możemy przejść od razu od najgłówniejszej wady superheterodyny, do częstotliwości zwierciadlanej. Najlepiej omówimy tę sprawę na kilku przykładach.

Przyjmijmy P.F. = 128 kc i niech stacja obierana pracuje na 1000 kc. Oscylator nastawimy więc na 1128 kc i we wzmacniaczu P.F. pojawi się oczywiście częstotliwość 1128 — — 1000 = 128 kc. Jak dotąd wszystko jest w porządku, lecz w eterze istnieje jeszcze szereg innych stacji a wśród nich zajmijmy się bliżej jedną, tą mianowicie, która pracuje na 1256 kc. Jeśli obwód względnie obwody (w postaci filtru wstęgowego) nie są dostatecznie selektywne, względnie stacja 1256 kc jest stosunkowo bardzo silną to wtedy jej sygnał dostanie się na siatkę lampy mieszającej i wraz z oscylatorem pracującym, jak już wiemy, na częstotliwości 1128 kc da częstotliwość 1256 — — 1128 = 128 kc. W ten sposób dwie stacje, zdawałoby się bardzo od siebie odległe w eterze (1000 kc = 300 mtr. i 1256 kc = 239 mtr.), zostaną odebrane równocześnie i selektywność wzmacniacza P.F. nic tu nie poradzi, liczyć można tylko na selektywność obwodu czy obwodów wstępnych.

Niepożądana fala 239 mtr. = 1256 kc nazywa się falą zwierciadlaną lub odbiciem zwierciad-

lanym. Jej częstotliwość jest o 2 × P.F. większa od fali pożądanej.

Przyjrzyjmy się z kolei warunkom jakie panują na P.F. = 468 kc. Chcąc odebrać falę 300 mtr. = 1000 kc nastawimy oscylator na 1468 kc. Stacja przeszkadzająca będzie musiała mieć częstotliwość 1936 kc. Oczywiście, że w tym wypadku więcej można liczyć na selektywność obwodu wstępnego, ponieważ ma on do czynienia z większym odstępem częstotliwości.

Już więc z tego pobieżnego przeglądu widzimy, że wyższa P.F. ma poważną zaletę: większą selektywność względem fali zwierciadlanej. Jednak selektywność obwodów P.F. jest tu słabsza ponieważ procentowe rozstrojenie przy częstotliwości granicznej modulacji 9000 c/s jest oczywiście mniejsze.

Reasumując powiemy: niska P.F. (ok. 128 kc) ma mniejszą selektywność względem fali zwierciadlanej zaś większą względem sąsiedniej fali zakłócającej; wysoka P.F. (ok. 468 kc) ma większą selektywność względem fali zwierciadlanej zaś mniejszą względem fali sąsiedniej.

W zakresie fal długich ani niska ani wysoka P.F. nie daje odbić zwierciadlanych, ponieważ leżą one bądź poza zakresem odbieranym, bądź tak daleko, że odrzuca je selektywność obwodu wstępnego.

W zakresie fal średnich niska P.F. może już dawać odbicia zwierciadlane. Wysoka P.F. nie daje praktycznie odbić zwierciadlanych w tym zakresie fal.

Dopóki jednak odbiór krótkofalowy nie zaczął nadawać decydującego tonu nowoczesnym odbiornikom, bardzo wiele pośród nich posiadało niską P.F., ponieważ odbicia zwierciadlane nie były zbyt groźne, a i różnych gwizdów inteferencyjnych można było uniknąć przy dobrym zaprojektowaniu i wykonaniu odbiornika.

W zakresie fal krótkich odbicia zwierciadlane odgrywają kapitalną rolę ponieważ 2×P.F. jest stosunkowo niewielka w odniesieniu do częstotliwości odbieranej. Np. na fali 30 mtr = = 10000 kc częstotliwość zwierciadlana wynosi przy niskiej P.F. 10256 kc = 29,2 mtr., zaś przy wysokiej P.F. 10936 kc = 28,7 mtr. Ze względu na małą selektywność obwodu wstępnego na falach krótkich, nie ma mowy o zupełnym odrzuceniu częstotliwości zwierciadlanej i tylko wysoka P.F. może je w pewnym stopniu osłabić. Odbiorniki o P.F. = 128 kc posiadają mnóstwo odbić zwierciadlanych na falach krótkich. Pozornie sprawiają wrażenie nadzwyczaj czułych, „łapią“ mnóstwo stacji. Po bliższym nasłuchaniu przekonujemy się jednak, że stacji więcej właściwie nie ma, lecz tylko powtarzają się one i to w towarzystwie różnych telegrafów, gwizdów itp.

Odbicie zwierciadlane ma też inny aspekt, właśnie szczególnie widoczny na falach krótkich. Dotychczas rozpatrywaliśmy wypadek gdzie gałka strojenia odbiornika była nieruchoma a szukaliśmy możliwych źródeł przeszkód. Jeśli jednak będziemy stroili odbiornik, to zwrócimy uwagę na to, że jedna i ta sama stacja powtarza się. Przy nastrojeniu bowiem nastawiliśmy oscylator na częstotliwość wyższą od stacji odbieranej i wykorzystaliśmy ich różnicę. Jeśli jednak przestawimy oscylator na częstotliwość niższą od odbieranej o P.F. to wtedy też różnica między nimi da P.F.

Łatwo to wyjaśni przykład liczbowy. Aby odebrać stację 30 mtr. = 10000 kc nastawiliśmy oscylator na 10128 lub 10468 kc, zależnie od P.F. Jeśli jednak, jadąc strzałką skali w kierunku dłuższych fal, nastawimy oscylator na 10000 — 128 = 9872 kc, względnie na 10000 — — 468 = 9532 kc, to znowu odbierzemy tę samą stację, choć strzałka będzie wskazywać falę dłuższą a mianowicie 9872 — 128=9744 kc = 30,8 mtr. wzgl. 9532 — 468 = 9064 kc = = 33,1 mtr. Przy wyższej P.F. ten podwójny odbiór nastąpi oczywiście w rzadszych odstępach, lecz o całkowitym odrzuceniu go nie ma

Tabela 1

Właściwe położenie odbieranej stacji	Tę samą stację odbieramy na nast. położeniu strzałki	
mtr	P. F. 128 kc	P. F. 468 kc
18	18,3	19,1
19	19,3	20,2
20	20,4	21,3
21	21,4	22,5
22	22,4	23,6
23	23,5	24,8
24	24,5	26,0
25	25,6	27,1
26	26,6	28,3
27	27,7	29,5
28	28,7	30,7
29	29,8	31,9
30	30,8	33,1
31	31,8	34,3
32	32,9	35,5
33	34,0	36,8
34	35,0	38,0
35	36,1	39,3
36	37,1	40,6
37	38,2	41,9
38	39,2	43,2
39	40,3	44,4
40	41,4	45,7
41	42,5	47,0
42	43,6	48,3
43	44,6	49,6
44	45,7	51,9
45	46,8	52,3
46	47,9	53,7
47	49,0	55,1
48	50,0	56,5
49	51,1	57,9
50	52,2	59,3

mowy, można co najwyżej, przy dobrym obwodzie wstępnym, osłabić go, w stosunku nie więcej jednak niż jeden do dziesięciu, przeciętnie jeden do dwóch, trzech.

Częstotliwości zwierciadlane zadecydowały więc, że ze względu na odbiór fal krótkich, dogodniejsza będzie wyższa P.F. i dlatego ją tylko spotyka się w nowoczesnych odbiornikach.

Tabela 1 pozwala na określenie punktów zwierciadlanych przy odbiorze fal krótkich i P.F. = 128 i 468 kc.

Zakresy fal krótkich przyznane radiofonii są tak rozmieszczone (16 — 19 — 25 — 31 — 41 — 49 mtr.), że powtarzające się fale zwierciadlane nie wpadają na następny zakres. W tych jednak zakresach odbieramy zwierciadła stacji nieradiofonicznych, np. różne stacje radiotelegraficzne. Tym przeszkodom w odbiorze winne jest jednak tym razem nie nadmierne zagęszczenie nadajników, ani brak dyscypliny, lecz jedynie i wyłącznie — niedoskonałość odbiornika.

Powróćmy jednak do stacji przeszkadzającej, o częstotliwości wyższej od tej którą chcielibyśmy odebrać o 2 × P.F. Wyobraźmy sobie że częstotliwość stacji A jest 1000 kc. Oscylator nastawi się więc na 1128 kc (P.F. = 128 kc), zaś przeszkadzać będzie jak już wiemy stacja B o częstotliwości 1256 kc. Jeśli nie odrzuci jej obwód wstępny, zostanie ona przerobiona w mieszaczu na P.F. 128 kc równie dobrze jak fala właściwa. To wszystko już wiemy, ale zastanówmy się co się dzieje podczas strojenia. Do żądanego punktu zbliżamy się powoli i wyobraźmy sobie, że oscylator jest w pewnym momencie nastawiony jeszcze nie na 1128 kc ale dopiero na 1130 kc. Wtedy stacja A da po zmieszaniu 130 kc a stacja B 126 kc. Obie te częstotliwości mieszczą się w paśmie przepuszczanym przez wzmacniacz P.F. i dostaną się do detektora, który zmiesza je z kolei, a po detekcji przejdą do wzmacniacza niskiej częstotliwości. W ten sposób do głośnika dostanie się 130 — 126 = 4 kc — czyli gwizd.

Strojąc powoli w kierunku właściwego punktu nastawimy w pewnej chwili oscylator również powiedzmy na 1129 kc. Wtedy stacja A da P.F. 129 kc zaś stacja B da P.F. 131 kc gwizd interferencyjny zmieni wysokość tonu i wyniesie teraz 2 kc. Strojąc tak jednym ciągiem usłyszymy charakterystyczny szybko zmieniający wysokość tonu gwizd interferencyjny, który zaczyna się od wysokiego tonu, szybko przechodzi do niskich i poprzez niesłyszalne znowu pojawia się po drugiej stronie punktu dostrojenia, gdzie wysokość jego szybko rośnie.

Widzimy, że częstotliwości zwierciadlane są bardzo poważną przyczyną powstawania gwizdów w superheterodynie. Z tego względu P.F. należy wybierać bardzo starannie, tak aby częstotliwości zwierciadlane padały na stacje jak najmniej odbierane. I tu również widać jasno, że wyższa P.F. jest lepsza, a przekonać można się o tym łatwo porównując liczbę gwizdów na falach krótkich, a zwłaszcza średnich, dwu odbiorników, jeden o P.F. = 128 kc a drugi o P.F. = 468 kc.

Fale zwierciadlane są główną przyczyną gwizdów superheterodyny. Ich częstotliwość wyrazić można wzorem:

$$f_x = f_{odb} + 2f_p$$

gdzie f_x — częstotliwość zwierciadlana
f_{odb} — „ stacji odbieranej
f_p — „ pośrednia odbiornika

Obok fal zwierciadlanych mamy jednak i inne przyczyny powstawania gwizdów, z których kilka wymienimy.

Stacja przeszkadzająca może posiadać częstotliwość wyższą lub niższą od częstotliwości oscylatora o połowę lub trzecią część P.F. W zmieniaczu uzyskuje się odpowiednio połowę lub jedną trzecią P.F. Jednak lampa przemiany częstotliwości pracuje nieliniowo (wszystkie te lampy mają zmienne nachylenie) i wytwarza również harmoniczne produktu przemiany. Harmoniczne te mogą, z wytworzonych jak wyżej częstotliwości ułamka P.F. wytworzyć właśnie pełną P.F. Wzór na tę interferencję wygląda:

$$f_x = f_{odb} + f_p \pm \frac{f_p}{n}$$

Inna interferencja powstaje gdy stacja przeszkadzająca jest przedzielona od pożądanego sygnału o częstotliwość równą P.F. Obie te częstotliwości, choć przyłożone do jednej i tej samej siatki, wytwarzają dudnienie na skutek nieliniowości charakterystyki lampy przemiany częstotliwości i różnica ich przechodzi przez wzmacniacz P.F., dając gwizdy:

$$f_x = f_{odb} \pm f_p$$

To samo choć w słabszej mierze dzieje się gdy stacja przeszkadzająca oddalona jest o ½ lub ⅓ P.F .Druga, względnie trzecia harmoniczna produktu przemiany częstotliwości przechodzi do wzmacniacza P.F.

$$f_x = f_{odb} \pm \frac{f_p}{n}$$

Nie należy wreszcie zapominać, że oscylator lokalny superheterodyny zawsze wytwarza harmoniczne. Nie ma układu który by był od nich wolny, choć oscylator ze strojoną anodą jest nieco lepszy pod tym względem. Harmoniczne oscylatora mogą dudnić z niepożądany-

mi sygnałami dając P.F. Ta interferencja wyraża się wzorem:

$$f_x = \frac{f_{odb} + f_p}{n} \pm f_p$$

i zdarza się najczęściej na falach długich.

We wszystkich poprzednich wzorach f_x wyraża przypadek otrzymania dokładnie P.F. Przy niewielkim odstrojeniu odbiornika lub, jak to się zresztą najczęściej zdarza, gdy stacja zakłócająca daje w skutku P.F. różniącą się nieco od P.F. otrzymanej ze stacji właściwej — powstanie gwizd.

We wszystkich omówionych wypadkach przyczyną interferencji jest niedostateczna selektywność obwodu czy obwodów wstępnych. Jest to zupełnie naturalne ponieważ dopiero właśnie obwody P.F. mają nam tę konieczną selektywność zapewnić. W każdym razie dla P.F. 128 kc niezbędne są na falach długich i średnich dwa obwody strojone wstępne. Dla P.F. 468 kc wystarcza jeden obwód wstępny, co przyczynia się do potanienia odbiornika i ułatwia jego strojenie.

Jak wpływa selektywność wstępna na falach długich i średnich najlepiej się przekonać przykładając antenę, poprzez kondensatorek np. 200 — 500 pF, do siatki sterującej lampy przemiany częstotliwości. Przy strojeniu odbiornika otrzymamy wtedy ogromną liczbę gwizdów, prawie na każdej stacji. Gwizdy spowodowane są niczym niepowtrzymanym dostawaniem się na siatkę częstotliwości niepożądanych f_x jakie wynikają z podanych wyżej wzorów. Na falach krótkich interferencje takie dają się mniej odczuć, ponieważ zawada obwodu wejściowego jest niska. I w tym wypadku wyższa P.F. da, jak to już kilkakrotnie nadmienialiśmy przy różnych okazjach, mniej interferencji od niskiej P.F.

Selektywność obwodu wstępnego będzie oczywiście tylko wtedy wykorzystana w pełni dla wyeliminowania inferferencji (nie mówiąc o czułości odbiornika) jeśli będzie ona dokładnie dostrojona do odbieralnej fali. Do wzmożenia interferencji może się przyczynić w dużej mierze właśnie odstrojenie obwodu wstępnego. Może on wtedy uwypuklić jakieś niepożądane częstotliwości.

W przeważającej liczbie wypadków gwizdy są spowodowane działaniem stacji lokalnej wielokrotnie silniejszej od stacji zagranicznych. Na załączonych tabelach 2 i 3 widzimy punkty odbioru, gdzie mogą powstać zakłócenia w superheterodynie z powodu oddziaływania stacji lokalnej. W ostatniej rubryce figuruje wzór do obliczenia. Z tabeli widzimy, to co nadmienialiśmy uprzednio, że przy wyższej P.F. jest zakłóceń mniej i są dalej odstawione od punktu odbioru, więc łatwiejsze do wyeliminowania.

Ponieważ stacja lokalna jest głównym źródłem zakłóceń i gwizdów, przeciwdziałanie jest oczywiste. Między antenę a gniazdko antenowe włącza się eliminator, tzn. obwód strojony równoległy, dostrojony do stacji przeszkadzającej. Pewne, nawet dość znaczne stłumienie stacji lokalnej nie wpłynie ujemnie na jej odbiór, zaś wiele gwizdów zostanie wyeliminowanych, zwłaszcza najgroźniejsze, powstałe z dudnień na siatce sterującej. W nowoczesnych odbiornikach o P.F. = 468 kc jest to jednak zazwyczaj zbędne i mało jest aparatów fabrycznych, które by taki eliminator od razu posiadały. Korzystnie działa tu automatyczna regulacja wzmocnienia, która ustala punkt pracy zależnie od siły odbioru i chroni układ od przesterowania oraz właściwy przebieg charakterystyki nowoczesnych lamp o zmiennym nachyleniu, dzięki któremu ilość i wielkość harmonicznych jest nieznaczna.

W każdym jednak, poza małymi wyjątkami, wypadku stosuje się wspomniany już wyżej obwód absorbcyjny dostrojony do P.F. Przenikanie P.F. z zewnątrz do odbiornika tylko w ten sposób można usunąć. Np. kilka lat temu przez pewien czas słychać było w Warszawie jakąś bliżej niezidentyfikowaną stację telegraficzną na około właśnie 468 kc. W odbiornikach nie posiadających filtra, kluczowanie telegrafu wyraźne było na wszystkich zakresach, nawet na falach krótkich i w każdym punkcie skali.

Stosowanie szeregowego pochłaniacza na P.F. jest szczególnie ważne przy „wysokoindukcyjnej" cewce antenowej na falach średnich, powszechnie zresztą obecnie stosowanej. Cewka ta dostraja się z przeciętną anteną do fali położonej powyżej zakresu średniofalowego, a więc w pobliżu P.F.

Istnieje, poza już omówionymi, jeszcze jeden powód gwizdów. Powstają one mianowicie gdy dostroimy odbiornik do częstotliwości równej jednej z harmonicznych P.F. Jeśli więc nastawimy aparat na 256 kc to we wzmacniaczu P.F. wytworzy się normalnie P.F. = 128 kc. Lecz w nieliniowym z natury rzeczy detektorze powstaną harmoniczne P.F.: 256 kc, 384 kc, 512 kc, 640 kc itd. Jeśli wyeliminowanie tych harmonicznych po detekcji nie będzie idealne i ekranowanie niedoskonałe, ślad np. 256 może powrócić do anteny lub siatki wstępnej i powstanie interferencja. I tu niska P. F. daje więcej okazji do gwizdów, ponieważ więcej wielokrotnych jej mieści się w odbieranych zakresach. Oczywiście że najgroźniejsze, bo najsilniejsze, są harmoniczne druga i trzecia.

Na tym nasz przegląd niedomagań superheterodyny kończymy. Zajmowaliśmy się w nim interferencjami, jakie są właściwe odbiorowi

Tabela 2 i 3

P. F. 128 Kc Rodzaj interferencji \ f_x	Częstotliwości na których można znaleźć interferencje od W-wy 224 Kc	Gdańska 284,6 Kc	W-wy 758 Kc	Poznania 868 Kc	Wrocławia 950 Kc	Torunia 986 Kc	Krakowa 1022 Kc	Katowic 1231 Kc	Łodzi 1339 Kc	Szczecina 1380 Kc	Wzór
Fala zwierciadlana	—	—	—	612	694	730	766	975	1083	1124	$f_x - 2f_p$
Wytworzenie											
2-ej harmonicznej PF	160	220,6	694	804	886	922	958	1167	1275	1316	$f_x - \frac{1}{2}f_p$
2-ej „ „	—	—	566	676	758	794	830	1039	1147	1188	$f_x - \frac{3}{2}f_p$
3-ej „ „	—	—	673	783	865	901	937	1146	1254	1295	$f_x - \frac{2}{3}f_p$
3-ej „ „	—	—	588	698	780	816	852	1061	1169	1210	$f_x - \frac{4}{3}f_p$
Dudnienia na siatce sterującej											
podstawowe	—	156,6	630	740	822	858	894	1103	1211	1252	$f_x - f_p$
	352	412,6	886	996	1078	1114	1150	1359	1467	1508	$f_x + f_p$
2a harmoniczna	—	348,8	822	932	1014	1050	1086	1295	1403	1444	$f_x + \frac{1}{2}f_p$
3a „	181	241,6	715	825	907	943	979	1188	1296	1337	$f_x + \frac{1}{3}f_p$
3a „	267	327,6	801	911	993	1029	1065	1274	1382	1423	$f_x - \frac{1}{3}f_p$
Harmoniczne oscylatora											
2a harmoniczna	320	—	1388	—	—	—	—	—	—	—	$2f_x - f_p$
2a „	—	185,2	1132	1352	1516	—	—	—	—	—	$2f_x - 3f_p$
3a „	416	—	—	—	—	—	—	—	—	—	$3f_x - 2f_p$
3a „	160	241,8	—	—	—	—	—	—	—	—	$3f_x - 4f_p$

P. F. 468 Kc Rodzaj interferencji \ f_x	Częstotliwości na których można znaleźć interferencje od W-wy 224 Kc	Gdańska 284,6 Kc	W-wy 758 Kc	Poznania 868 Kc	Wrocławia 950 Kc	Torunia 986 Kc	Krakowa 1022 Kc	Katowic 1231 Kc	Łodzi 1339 Kc	Szczecina 1380 Kc	Wzór
Fala zwierciadlana	—	—	—	—	—	—	—	—	—	444	$f_x - 2f_p$
Wytworzenie											
2-ej harmonicznej PF	—	—	—	634	716	752	788	997	1105	1146	$f_x - \frac{1}{2}f_p$
2-ej harmonicznej PF	—	—	—	—	—	—	—	—	637	678	$f_x - \frac{3}{2}f_p$
3-ej „ „	—	—	—	556	638	674	710	919	1027	1068	$f_x - \frac{2}{3}f_p$
3-ej „ „	—	—	—	—	—	—	—	—	725	766	$f_x - \frac{4}{3}f_p$
Dudnienia na siatce sterującej											
podstawowe	—	—	—	—	—	—	—	763	871	912	$f_x - f_p$
„	—	—	1226	1336	1418	1454	1490	—	—	—	$f_x + f_p$
2a harmoniczna	—	—	992	1102	1184	1220	1256	1465	—	—	$f_x + \frac{1}{2}f_p$
3a „	380	—	914	1024	1106	1142	1178	1387	1495	1536	$f_x + \frac{1}{3}f_p$
3a „	—	—	602	712	794	830	866	1075	1183	1224	$f_x - \frac{1}{3}f_p$
Harmoniczne oscylatora											
2a harmoniczna	—	—	1048	1268	—	1504	—	—	—	—	$2f_x - f_p$
2a „	—	—	—	—	—	568	640	1058	1264	—	$2f_x - 3f_p$
3a „	—	—	1338	—	—	—	—	—	—	—	$3f_x - 2f_p$
3a „	—	—	—	732	978	1032	—	—	—	—	$3f_x - 4f_p$

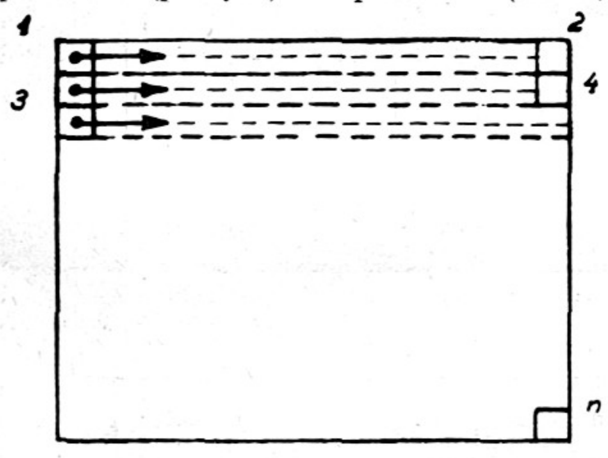
z przemianą częstotliwości lecz — przy aparacie zasadniczo w porządku, nieuszkodzonym. Takie np. gwizdy jakie obserwujemy na każdej kolejno stacji gdy wzmacniacz P.F. wzbudza się lub gdy dudnią dwie zbyt blisko położone stacje itp. nie wchodzą w zakres niniejszego opracowania.

To dość długie podkreślanie niedomagań nie nasunie jednak nikomu fałszywego przypuszczenia, że superheterodyna jest tworem bardzo niedoskonałym. Każdy wie z praktyki, że można na niej, mimo tłoku w eterze, odebrać czysto wiele stacji. Na słabe punkty odbioru nauczymy się jednak patrzeć krytycznie i jeśli choć część z nich zdołamy usunąć, cel artykułu zostanie spełniony.

Inż. Tadeusz Bzowski

Telewizja (II)

Przystąpimy teraz do podstawowego dla telewizji pojęcia linii. Jeżeli obraz z rys. 1 należy rozłożyć na elementy w porządku szeregowym, to promień świetlny przy wybieraniu mechanicznym lub promień elektronowy przy wybieraniu elektronowym, o wymiarze elementu analizującego, należy przesuwać poziomo od punktu 1 (początek) do punktu 2 (koniec).



Rys. 1
Rozłożenie obrazu telewizyjnego na linie oraz linii na poszczególne elementy

Otrzymamy w ten sposób wszystkie natężenia zawarte w pierwszej linii obrazu. Następnie ten sam promień musi przejść linię drugą, leżącą poniżej pierwszej (3 — 4). Trzecia linia leży pod drugą itd. Po dojściu promienia świetlnego do punktu „n" cały obraz został zanalizowany, t.j. został nadany jeden obraz przez rozłożenie go na Z linii w porządku szeregowym.

Dalej następuje nadawanie drugiego obrazu od p. 1 do p. n itd. itd.

Promień analizujący posiada 2 ruchy: jeden szybki poziomy oraz drugi ruch powolny — pionowy. Ten sposób analizy nazywamy „kolejno-liniowym". Inny sposób obecnie stosowany w telewizji elektronowej zwany „międzyliniowym" stosuje nadawanie najpierw linii nieparzystych 1 — 3 — 5 — 7 itd., a następnie powrót do początku (prawie) i nadawanie linii parzystych 2 — 4 — 6 — 8 itd. W ten sposób liczba obrazów na sekundę pozostaje bez zmiany, lecz zmniejsza się do zupełnej likwidacji efekt migotania. Podobną technikę stosuje nowoczesna kinematografia, film przebiega bowiem z szybkością 32 „klatek" na sekundę lecz każdą z nich rzuca się dwukrotnie na ekran, dwoma błyskami odpowiednio krótszymi, uzyskując migotanie odpowiadające 64 klatkom na sekundę.

Przy nadawaniu elementów obrazu intensywność oświetlenia różnych detali, a więc i elementów stale się zmienia. Przy przemianie w fotokomórce impulsów świetlnych na prąd elektryczny (patrz rys. 2) powstaje prąd pulsujący o zmiennej amplitudzie. Znajomość wstęgi częstotliwości w jakiej zawarte jest przekazywanie obrazu pozwala na właściwe obliczenie wzmacniaczy słabych impulsów fotoelektrycznych.

Maksymalna częstotliwość powstanie wówczas gdy sąsiednie elementy kolejno będą miały krańcowo różne intensywności oświetlenia (rysunek 4).

Czas przeskoku z jednego elementu do drugiego oznaczamy przez t_1, wtedy

$$t_1 = \frac{2}{N\,n}$$

gdzie N to ilość elementów rozłożenia a n liczba obrazów na sekunde.

Jeżeli liczba elementów w jednej linii wynosi KZ a obraz jest rozłożony na Z linii o szerokości każda równej jednemu elementowi rozłożenia to całkowita liczba elementów N wyniesie

$$N = Z \,.\, KZ = KZ^2$$

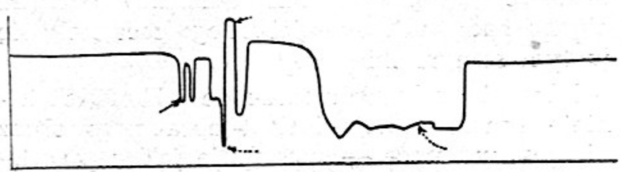
Stąd wyznaczymy częstotliwość maksymalną

$$f_{max} = \frac{1}{t_1} = \frac{N\,n}{2} = \frac{K\,Z^2\,n}{2}$$

Najmniejszą częstotliwość otrzymamy gdy **przekażemy obraz jak na rys. 5. Wówczas** okres zman t_{min} będzie równy okresowi zmian obrazów na sekundę a więc:

$$t_2 = \frac{1}{n} \text{ i } f_{min} = n$$



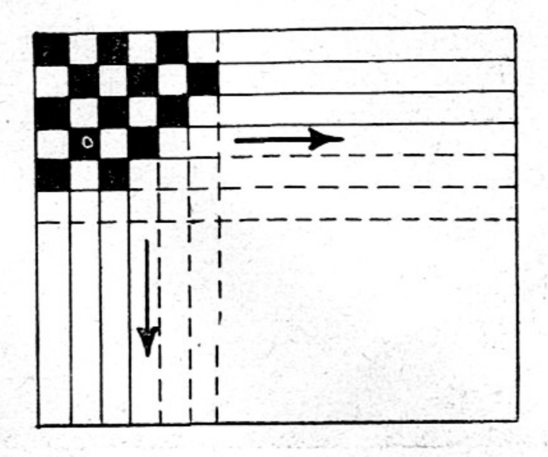


Rys. 2
a) Obraz przygotowany do analizy. b) Przebieg prądu w fotokomórce przy analizie linii biegnącej przez oko

Doświadczenie wykazuje, że przy kącie $\alpha=3$ i przy liczbie elementów 100000 powstaje obraz którego jakość możemy uznać za wystarczającą. Obraz taki będzie miał około 300 linii. Bardzo dobry obraz otrzymamy przy $\alpha = 1'$ i liczbie elementów 1000000, czemu odpowiada 900 linii.

Widmo częstotliwości wyniesie odpowiednio

dla Z = 300 linii $f_{max} \cong 1{,}25$ Mc/s
dla Z = 900 linii $f_{max} \cong 12{,}5$ Mc/s

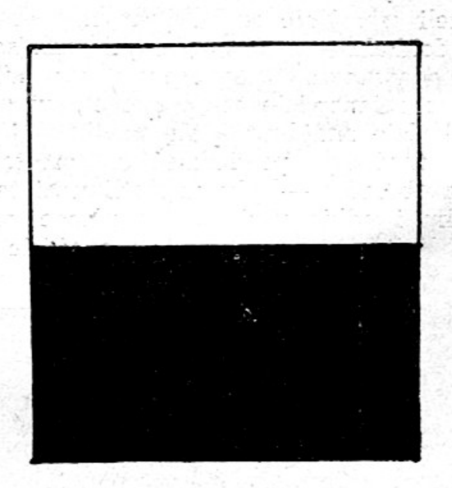


Rys. 4
Obraz, przy którym uzyskuje się maksimum częstotliwości widma telewizyjnego. Jest to biało-czarna szachownica o wielkości pola równej wymiarom jednego elementu



Rys. 3
Obraz otrzymany z analizy wg rys. 2 na odbiorniku o definicji 441 linii

Jeśli zaś widma mają być przeniesione przez falę nośną, to aby tłumienie wstęg bocznych nie przekroczyło dozwolonej normy, częstotliwość fali nośnej musi być około 10 razy większa od najwyższej częstotliwości modulacji f_{max}. Przy definicji 441 linii ($f_{max} = 3{,}22$ Mc/s)

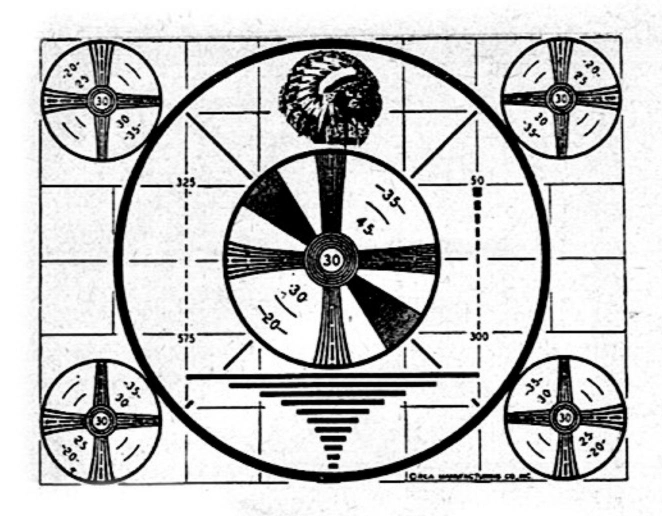


Rys. 5
Obraz, przy którym uzyskuje się minimum częstotliwości widma telewizyjnego. Obraz przedstawia dwa pół pola: jedno białe, drugie czarne

częstotliwość nośna musi być co najmniej równa 32 Mc/s (długość fali 9,4 metra).

Widmo częstotliwości modulacji obejmuje normalnie wstęgi, górną i dolną o ogólnej szerokości 2 f_{max}. Dla telewizji przewidziano więc 13 kanałów o szerokości 6 Mc/s każdy w zakresie 44 — 216 Mc/s (λ 6,8 — 1,4 mtr).

Kanał telewizyjny można zwęzić bez szkody dla jakości obrazu przez zastosowanie t.zw. modulacji jednowstęgowej, przy której szerokość wstęgi nieznacznie tylko przekracza f_{max}.



Rys. 6
Obraz nadawany

Obecnie zastanówmy się ogólnie nad jednym z najważniejszych procesów tj. synchronizacją.

Ze względu na rozłożenie obrazu w nadajniku na kolejne elementy i przesyłanie ich drogą radiową, bezwzględnie ważne jest, aby po odbiorze w odbiorniku tj. po złożeniu ich z powrotem w obraz, każdy element znajdował się na odpowiednim miejscu.

Jeżeli np. linie w odebranym obrazie nie leżą dokładnie w tych samych miejscach co i w nadawanym, otrzymamy obraz zniekształcony, a mianowicie część elementów z jednej linii będzie znajdowała się na drugiej itd. To samo możemy powiedzieć o częstotliwości zmian obrazów — gdy częstotliwości te w nadajniku i odbiorniku nie są równe, wówczas część linii z jednego obrazu znajdzie się na drugim obrazie itd. Przy czym charakter tych zmian, zarówno dla braku jednakowego czasu trwania linii i obrazu, jest stale zmieniający się — daje to w rezultacie obraz zmieszany, nie określony — odbiór staje się niemożliwy (rys. 6, 7, 8).

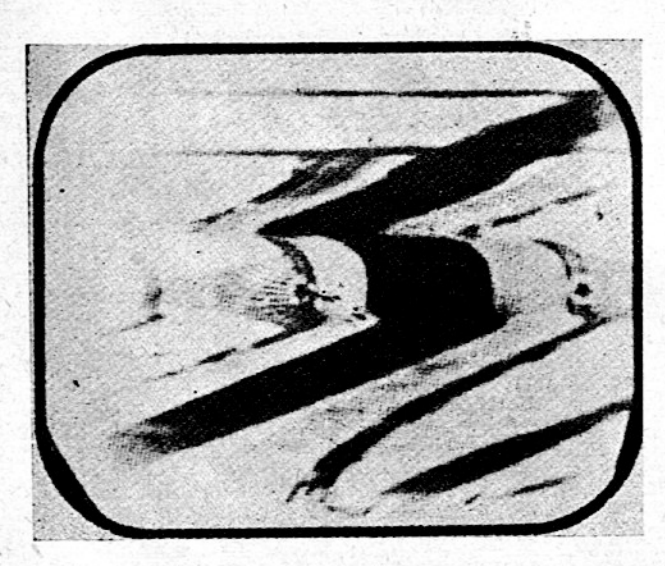
Praktycznie określono, że linie należy synchronizować z dokładnością 0,25% czasu jej trwania t.j. aby przesunięcie między obrazem nadanym i odebranym nie było większe niż jeden element (dla definicji 441 linii). Przy odpowiednio mniejszej definicji, przesunięcie musi być mniejsze. Przy synchronizacji ilości zmian obrazów (pionowy ruch analizy) warunki są bardziej ostre. Dokładność tutaj jest rzędu 0,05% czasu trwania okresu jednego obrazu.

Oprócz synchronizacji konieczna jest współbieżność obrazów i linii t.zn. aby początki obrazu nadawanego i odebranego zaczynały się w tym samym miejscu.

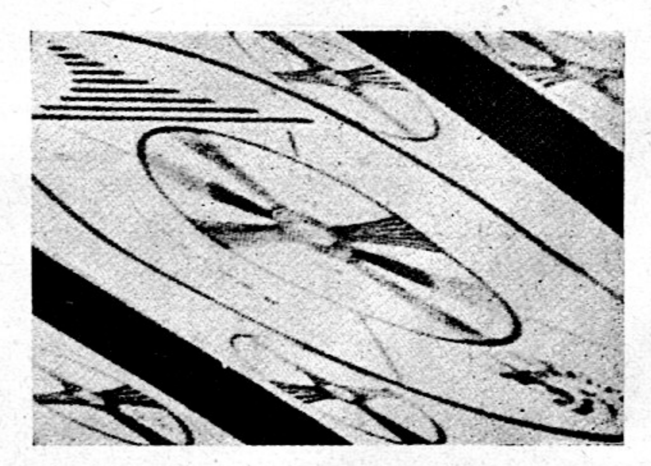
Zdarzyć się bowiem może, że jakkolwiek istnieje synchronizacja linii i obrazu, to obraz nie jest w ramce — występuje jakby przecięcie go na cztery części. (Rys. 9, 10).

Przez wysyłanie po każdej nadanej linii i obrazu odpowiednich impulsów uzyskuje się dobrą synchronizację. Oczywiście, że wówczas kiedy wysyłamy impulsy synchronizujące, to nie możemy wysyłać impulsów wizji, zatem czas trwania tych ostatnich jest skrócony. Praktycznie czas trwania impulsów synchronizujących dla dobrego odbioru stanowi około 10% czasu trwania synchronizowanej częstotliwości.

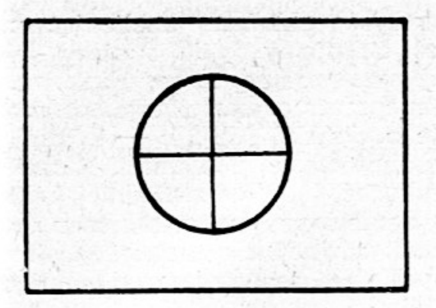
Oprócz tego, celem wydzielenia w odbiorniku impulsów synchronizujących z całkowitego sygnału modulującego, muszą one posiadać polaryzację przeciwną impulsom wizji i odpowiednią amplitudę (Rys. 11). Odpowiednio



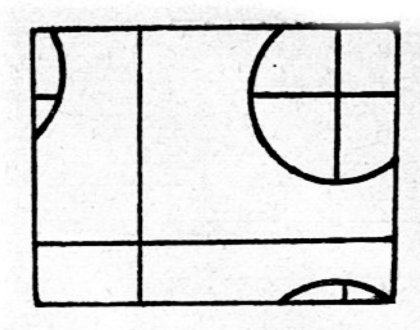
Rys. 7
Zdjęcie w danym momencie. Obraz stale się zmienia w kierunku pionowym i poziomym nie pozwalając na stabilny odbiór. Brak synchronizacji linii i zmian obrazów



Rys. 8
Zdjęcie w danym momencie. Obraz stale się zmienia w kierunku poziomym. Brak synchronizacji linii.



Rys. 9.
Obraz nadawany



Rys. 10.
Obraz odebrany przy braku współbieżności

spolaryzowany całkowity sygnał modulujący przyłożony na siatkę lampy (Rys. 12) posiadającej duży minus, wydzieli sygnały synchronizujące.

Dokładniejsze omówienie sposobów synchronizacji i współbieżności obrazów nastąpi oddzielnie przy systemie mechanicznym i elektronowym, ze względu na ich różnice.

Mechaniczne systemy telewizyjne

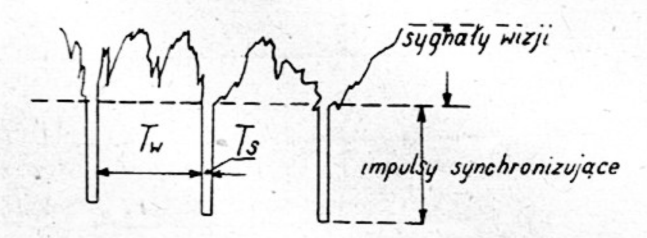
Na początku rozpatrzymy urządzenie nadawcze. Poprzednie rozważania pozwolą nam na zrozumienie schematu blokowego urządzenia nadawczego. (Rys. 13). Na jego tle omówimy wszystkie elementy w sposób wystarczający dla uzyskania pełnego obrazu pracy i potrzeb z tym związanych.

Ze schematu widać, że urządzenie modulacji obrazu zawiera urządzenie do: analizy obrazu, zamiany energii świetlnej na elektryczną, wzmacniania słabych impulsów fotoelektrycznych i mieszania ich z impulsami synchronizującymi. Ze względu na uniknięcie dużych pojemności, szkodliwych dla wysokich częstotliwości wizji, fotokomórkę umieszcza się jak najbliżej wzmacniacza. Dlatego sam wzmacniacz rozbija się na dwie części: przedwzmacniacz umieszczamy w urządzeniu A i wzmacniacz napięciowy modulatora wraz ze stopniem mocy jako modulatorem w części C. Ze względu na szeroką wstęgę częstotliwości modulator musi posiadać dużą moc wyjściową.

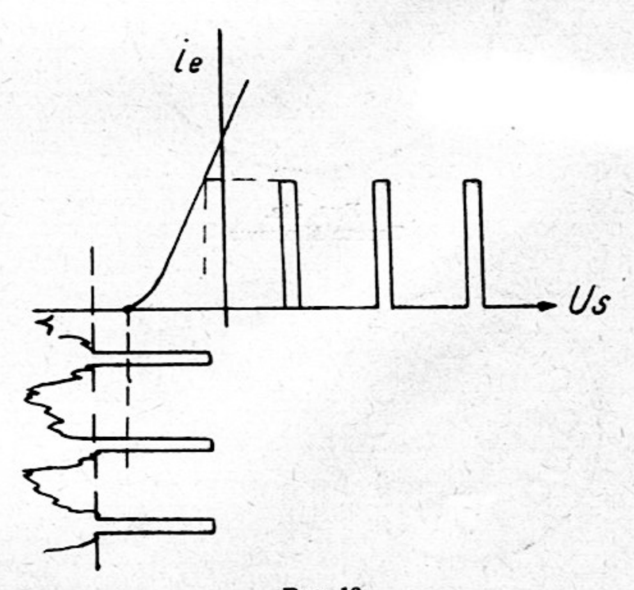
We wzmacniaczu napięciowym modulatora następuje zmieszanie sygnałów wizji z impulsami synchronizującymi. Układ nadawczy wielkiej częstotliwości zawiera oprócz normalnych elementów nadajnika t.j. oscylatora sterującego, separatora, modulatora, wzmacniacza mocy i anteny, układ filtru jednowstęgowego, który jak już wiemy, pozwala nam zwęzić wstęgę zajmowaną przez stację.

Na właściwym miejscu opiszemy układy modulacyjne, filtry jednowstęgowe, feedery, anteny oraz zagadnienie fonii towarzyszącej.

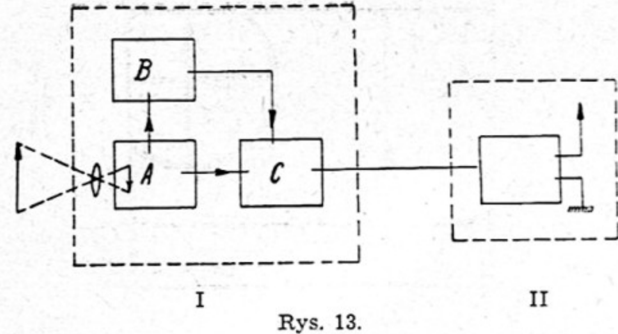
Przechodząc do omówienia poszczególnych elementów zajmiemy się w pierwszym rzędzie układem analizującym i jego rodzajami. Przeważnie mechaniczny system analizy używa się również i do syntezy, więc właściwie omówimy je razem. Podobieństwo pracy obu systemów jest bardzo duże; w obu wypadkach na układ analizujący rzucamy promień światła. W urządzeniu analizującym otrzymuje on 2 ruchy: poziomy i pionowy, co daje w efekcie „liniowanie“ obrazu lub inaczej t.zw. „rozwinięcie w obraz“. Co się tyczy różnicy działania, to przy nadawaniu musimy systemem „rozwijającym“ zmodulować padający promień, zaś w odbiorniku — promień zmodulowany



Rys. 11.
Obraz całkowitego sygnału modulacyjnego. Tw — czas trwania sygnałów wizji. Ts — czas trwania impulsów synchronizujących

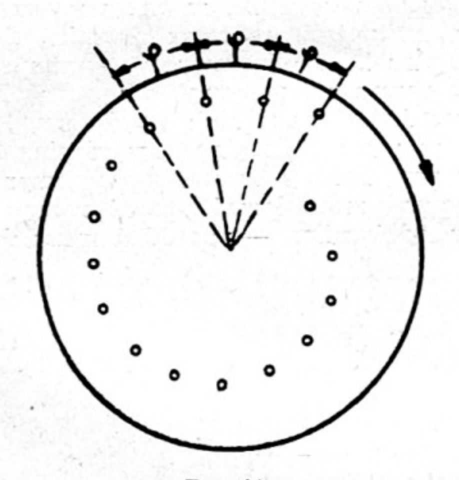


Rys. 12.
Wydzielanie impulsów synchronizujących

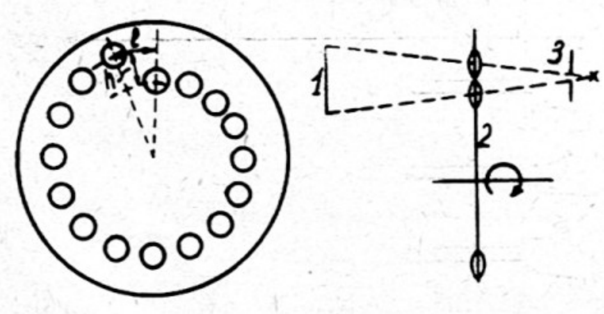


Rys. 13.
Schemat blokowy aparatury nadawczej, gdzie I — urządzenie modulacji obrazu, A — urządzenie synchronizującee wraz z przemianą energii świetlnej na elektryczną i wstępnym jej wzmocnieniem, B — urządzenie synchronizujące, C — urządzenie wzmacniające i mieszające, II — urządzenie nadawcze wielkiej częstotliwości.

musimy „rozwinąć w obraz". Uzyskujemy to za pomocą tego samego systemu analizującego. Z układem analizującym jest sprzęgnięty system optyczny oraz układ do zamiany impulsów świetlnych na elektryczne, składający się jak już zaznaczyliśmy poprzednio, z fotokomórki i wzmacniacza wstępnego. Z tego względu przy opisywaniu systemu analizującego musimy również naszkicować układ fotokomórki celem uplastycznienia współpracy między nimi.



Rys. 14a.
Tarcza Nipkowa



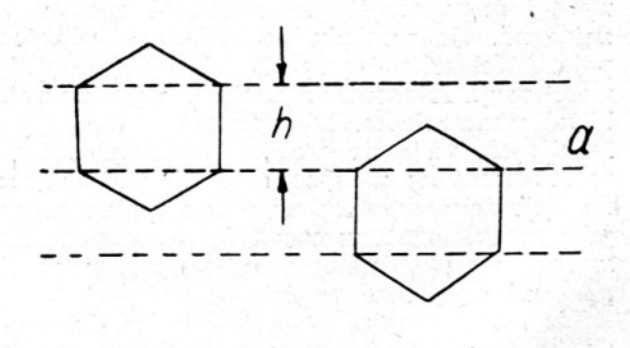
Rys. 14b.
Tarcza soczewkowa

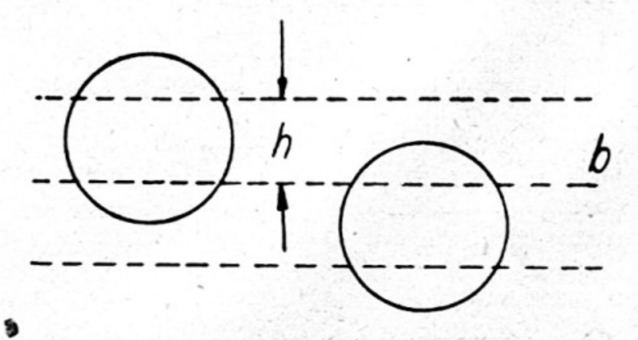
Pierwszym układem analizującym, który również stosujemy i do syntezy jest układ z tzw. jednospiralną tarczą Nipkowa. Jest to tarcza nieprzezroczysta, płaska, po prostu koło wycięte z cienkiej (± 0,1 ÷ 0,3mm) twardej blachy aluminiowej lub innej. Również możemy wykonać ją z odpowiedniej tektury. Na tarczy naniesiony jest rząd otworów, o powierzchni równej elementowi analizującemu ułożonych na jednozwojowej linii spiralne (Rys. 14).

Otwory mogą mieć kształt: kwadratowy, kołowy, sześciokątny. (Rys. 15). Odległość kątowa między otworami $\varphi = \frac{2\pi}{Z}$ (gdzie Z — ilość linii). Liczba otworów równa się ilości linii. Odległość każdego następnego otworu od środka tarczy jest mniejsza o wysokość elementu analizującego t.j. o wysokość otworu.

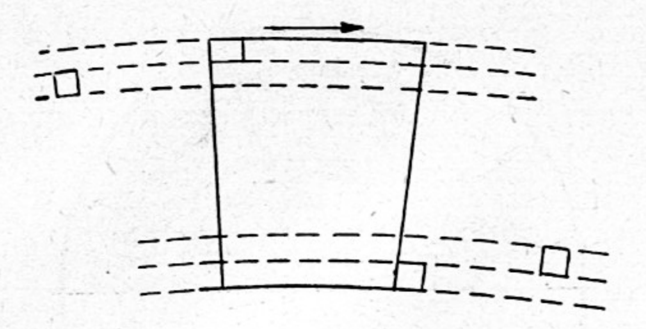
Otwory mogą mieć kształt kwadratowy, kołowy, sześciokątny. (Rys. 15). Odległość ką. otworu diafragmy jest równa odległości 2-ch sąsiednich otworów, zaś wysokość — różnicy promieni skrajnych otworów. (Rys. 16). Jeżeli tarczę Nipkowa będziemy obracali, wówczas w każdym momencie tylko jeden otwór analizujący znajdzie się w okienku diafragmy, przy czym poruszać się on będzie z lewa w prawo po obwodzie koła. Każdy następny otwór będzie przebiegał przez coraz to niższą część okienka diafragmy. (Rys. 16).

W ten sposób po 1 obrocie tarczy całe okno zostanie kolejno przeanalizowane. W następnym obrocie tarczy proces analizy zacznie się





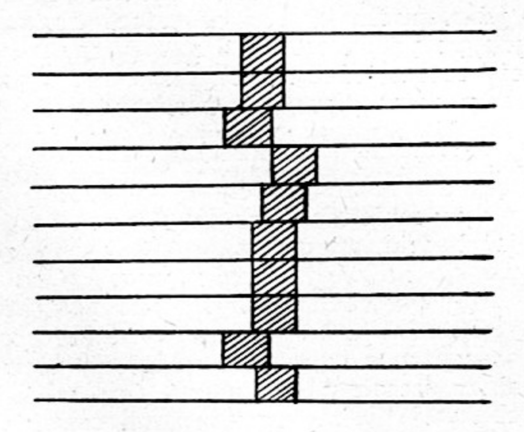
Rys. 15.
Rodzaje otworów analizujących w tarczy Nipkowa



Rys. 16

Otwór diafragmy i kierunek ruchu otworów tarczy Nipkowa

od początku— przeanalizowany będzie drugi obraz itd. Ilość obrotów tarczy w sekundzie stanowić będzie liczbę zmian obrazów na sekundę. Umieścimy jakiś obraz oświetlony przed tarczą (Rys. 17) i za pomocą systemu optycznego sprojektujemy go na tarczę na wielkość otworu diafragmy. Światło od niego będzie przechodziło tylko przez otwory poruszającej się tarczy. Jasność przechodzącego światła będzie się zmieniała w zależności od jasności rzuconego na tarczę obrazu. Umieszczając z przeciwnej strony tarczy, fotokomórkę ze wzmacniaczem zarejestrujemy, w skali napięciowej, zmiany intensywności światła na obrazie. Całe urządzenie rys. 17 nazywamy krótko kamerą.

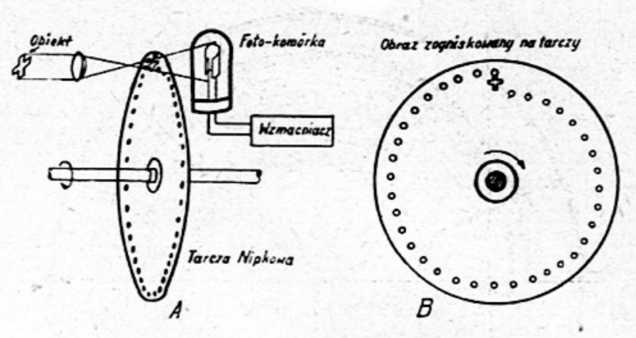


Rys. 18

Zniekształcenie przy nadawaniu pionowego pręta jeśli otwory nie są rozmieszczone na jednakowych kątach

Precyzja rozmieszczenia i wykonania otworów w tarczy jest bardzo ważna.

Gdy otwory będą rozmieszczone nie na jednakowych kątach φ wówczas przy nadawaniu np. pionowego pręta uwidoczni się zniekształcenie jak na rys. 18. W wypadku nierównych odległości otworów od siebie wzdłuż promienia, uzyskuje się obraz nierównej jasności — pasy poziome i pionowe jaśniejsze i ciemniejsze.



Rys. 17

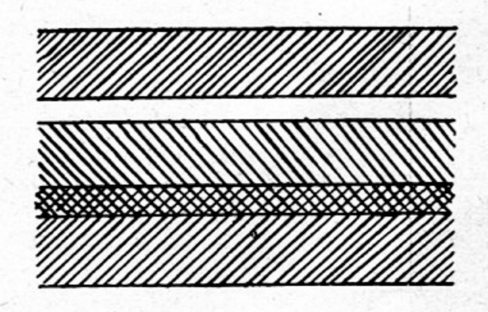
Układ analizujący z tarczą Nipkowa

(Rys. 19). Z prostych zależności matematycznych łatwo wyprowadzić, , że:

$$r_{śr.} = \frac{KZ\varepsilon}{\varphi} = \frac{KZ^2\varepsilon}{2\pi}; \text{ oraz } Q = bh = \frac{4\pi^2 r_{śr.}^2}{KZ^2};$$

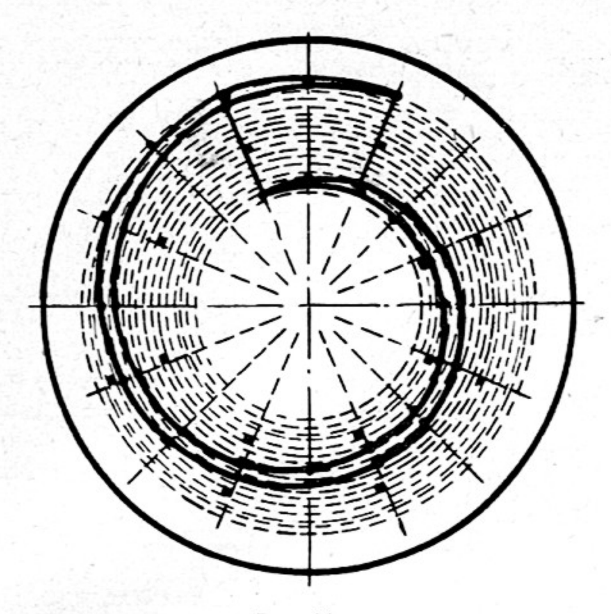
gdzie: r — promień średniego otworu na tarczy
ε — skuteczna wysokość elementu nalizującego (otworu)
Q — powierzchnia obrazu na tarczy
b — szerokość „ „ „
h — wysokość „ „ „
φ Z, K — są już nam znane.

Wadą tarczy jednozwojowej jest szybki wzrost jej promienia ze wzrostem liczby linii, co widać ze wzoru np. przy $Z = 100$ i $\varepsilon = 0{,}3$ mm — $r_{śr.} = 62{,}5$ cm, podczas gdy obraz uzyskany na tarczy wynosi 3×4 cm. Zmniejszenie średnicy tarczy przez zmniejszenie ε jest niekorzystne ze względu na małe ilości światła przechodzącego przez otwory. Poza tym zmniejszeniu otworów stoi na przeszkodzie zjawisko dyfrakcji. Praktycznie jednozwojowe tarcze Nipkowa służą do przekazywania obrazów o niedużej jakości (do 100 linii). Dopiero zastosowanie tarczy wielozwojowej pozwala powiększyć jakość przesyłanego obrazu do 200 linii.

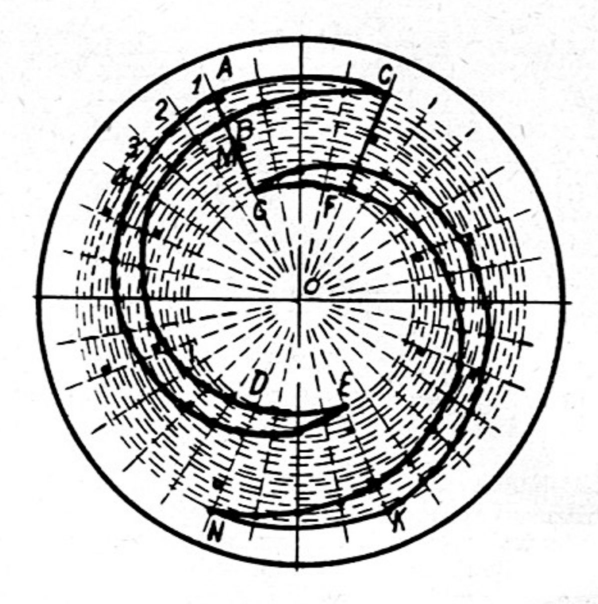


Rys. 19

Nierównomierna jasność — nierówne odległości promieniowe otworów od siebie



Rys. 20.
Spiralna tarcza Nipkowa na 16 linii analizy z ruchomą diafragmą o specjalnym wykroju

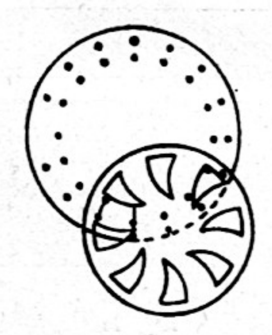


Rys. 21.
Spiralna tarcza Nipkowa na 16 linii

W wielozwojowej tarczy, gdy Z otworów rozmieszczonych jest o kilku spiralach (liczba spirali p), wówczas przy jednym obrocie tarczy na jednej spirali znajduje się $Z' = \frac{Z}{p}$ otworów. Spółczynnik kształtu obrazu wzrośnie do wielkości $K' = Kp$, gdyż wysokość obrazu nadanego za jednym obrotem tarczy zmalała p razy. Kąt φ' rozmieszczenia otworów na tarczy wyniesie $\varphi' = \frac{2\pi}{Z'} = \frac{2\pi}{Z} p = \varphi Z$. Dla przykładu — rys. 20 przedstawia tarczę dwuzwojową na 16 linii.

Jednakże najważniejszą zaletą tarczy wielospiralnej jest jej mały wymiar. Ze wzoru na średni promień mamy po podstawieniu wartości na K', φ' i Z'

$$r'_{śr} = \frac{K' Z' \varepsilon}{\varphi'} = \frac{K p Z \varepsilon Z}{2\pi p . p} = \frac{K Z^2 \varepsilon}{2\pi p} = \frac{r_{śr}}{p}$$



Rys. 22
Dwuspiralna tarcza Nipkowa z ekscentrycznie umieszczoną diafragmą

Czyli ze wzrostem liczby spirali średni promień taczy maleje. Natomiast szybkość obrotów wzrośnie p razy, gdyż w tym samym czasie musimy nadać wszystkie linie. Również ze względu na nierówność $\varphi' > \varphi$, przy wielospiralnej tarczy otrzymamy tory otworów bardziej zakrzywione niż przy jednospiralnej. Tarczą spiralną nie możemy analizować obrazu w ten sposób, jak to miało miejsce przy tarczy jednospiralnej, gdyż w ramce diafragmy znajdują się jednocześnie 2 otwory analizujące. Należy zatem jeden z nich przesłonić, co uzyskujemy dając diafragmę z odpowiednim wykrojem. Najbardziej rozpowszechniona jest tarcza umieszczona koncentrycznie z tarczą analizującą ale obracająca się z szybkością kątową p razy mniejszą. (Rys. 20). Tarcza taka odsłaniać będzie kolejno wszystkie otwory znajdujące się na wszystkich spiralach. Oba dyski winny obracać się z dużą stałością i winny być tak ustawione, aby na początku obrazu pierwszy otwór w ramce wpadał na początek spiralnej szczeliny diafragmy. Oprócz jednoszczelinowej diafragmy można stosować dwu i więcej szczelinowe (Rys. 21) oraz ekscentrycznie umieszczoną diafragmę z wieloma szczelinami (Rys. 22) podobnie jak w kinie.

Tarcza Nipkowa, jak już zaznaczyliśmy, pozwala otrzymać niewielkie obrazy zawarte w ramce ograniczającej diafragmy oraz daje małe ilości światła, oglądanie więc przez kilka osób jest bardzo utrudnione. Tarcza soczewkowa (Rys. 14b) pozwala przy odbiorze znacznie lepiej wykorzystać światło i daje większe obrazy. Różni się ona od tarczy Nipkowa tym, że zamiast małych otworów analizujących umieszcza się soczewki zbierające, które pozwalają projektować obraz na ekran. (d. c. n.)

Z. Batusiewicz

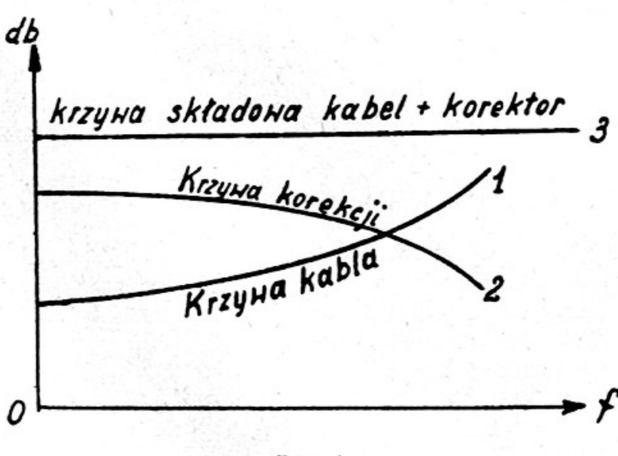
Przesyłanie programów radiowych drogą kablową

Część VI: Korektory*)

Korektorem nazywamy układ składający się zazwyczaj z oporów, kondensatorów i cewek, a więc z oporności R, pojemności C i indukcyjności L. Układ ten pozwala dopasować krzywą wzmocnienia wzmacniaka, do krzywej tłumienia kabla. Aby nie było zniekształceń przy przesyłaniu drogą kablową słowa czy muzyki, wszystkie częstotliwości wchodzące w zakres przesyłanego pasma, winny być przenoszone z jednakowym tłumieniem, lub wzmocnieniem i z jednakową szybkością.

Układy korekcyjne nie eliminują jednak całkowicie zniekształceń liniowych, ponieważ ich charakterystyki tłumienia nie zgadzają się z odpowiednimi charakterystykami korektorów idealnych, wyjątek mogą stanowić pewne częstotliwości na tonach wyższych. Zasadniczo nie ma idealnego korektora, który pozwoliłby otrzymać przy pewnym paśmie częstotliwości idealnie prostą linię korekcji, jak to mamy na rys. 1 (linia 3).

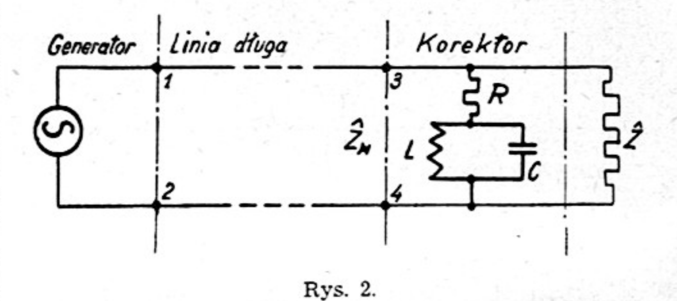
Ponieważ jest tu mowa o korektorach przeznaczonych dla linii kablowych, które przeważnie są pupinizowane przeto, dla lepszego zro-



Rys. 1.

zumienia działania korektorów musimy odróżnić działanie korektorów od działania pupinizacji.

Pupinizacja zmniejsza zniekształcenia liniowe do pewnej częstotliwości granicznej i zarazem zmniejsza tłumienie w danym pasmie częstotliwości. Korekcja zaś wyrównuje krzywą charakterystyki kabla, a więc w tym celu zmniejsza lub zwiększa jego tłumienie w danym zakresie częstotliwości dążąc do linii prostej (Rys. 1). Niezależnie od tego, że zadaniem korektora jest skompensować zniekształcenia



Rys. 2.

tłumienia, aby otrzymać możliwie prostą charakterystykę kabla, w zależności od tłumienia i częstotliwości — każdy korektor dobrze dobrany musi kompensować i wpływy odbić.

Odróżniamy dwa zasadnicze rodzaje korektorów, pierwsze z nich to korektory o stałym oporze falowym i które są najwięcej używane, drugie, to korektory w układzie przeciwstawnym.

Najprostszym zamknięciem układu w naszym wypadku obwodu kablowego jest opór rzeczywisty np. 600 omów. Opór ten jest niezależny od częstotliwości. Charakterystyka przenoszenia niniejszego układu w wypadku ogólnym jest funkcją nie tylko tłumienia, ale i odbić.

Korektor należy tak zaprojektować aby kompensował nie tylko zniekształcenia tłumienia, ale i wpływy odbić. Korektory o stałym oporze falowym nie wpływają na warunki odbić i przy tych korektorach zwracamy tylko uwagę na charakterystykę tłumienia.

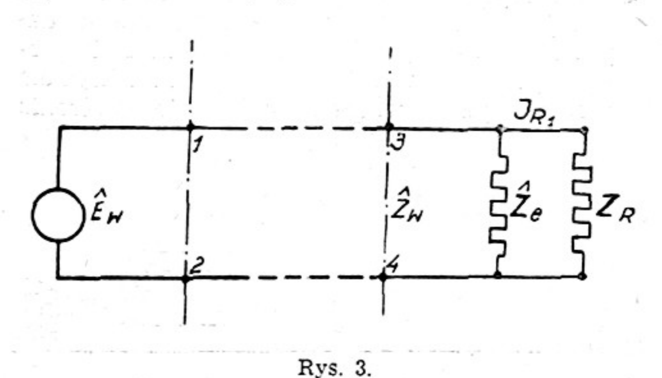
Praktycznie dla linii kablowych używamy tak zwanych korektorów dwójnikowych. Schemat takiego korektora przedstawia rys. 2. Przy częstotliwości rezonansowej układu równoległego (LC) tłumienie wprowadzone przez korektor winno być małe. Tłumienie przy oddaleniu się od częstotliwości rezonansowej winno wzrastać. Jeżeli rozpatrywany korektor ma korygować kabel, to częstotliwość rezonansowa winna równać się lub być większą od najwyższej przenoszonej częstotliwości.

Jeżeli układ korygowany jest zamknięty oporem pozornym Z_0 to korektor zmienia opór te-

*) W dalszej części artykułu podano częściowo streszczenie rozdziału IX książki W. L. Everitta „Communication Engineering".

go zamknięcia i zmiana ta powinna być uwzględniona przy określaniu charakterystyki.

Rozpatrzmy wypadek gdy korektor jest włączony bocznikowo po stronie odbioru. Początkowy układ korygowany może być rozpatrywany jako generator o pewnym oporze wewnętrznym Z_w i pewnej SEM-ej E_w która równa się napięciu jałowemu pomiędzy zaciskami 3 — 4 (Rys. 2). Opór Z_w jest oporem mierzonym również między zaciskami 3 — 4.



Rys. 3.

Tłumienie wprowadzone przez korektor można określić stosunkiem prądów

$$I_{R_1} : I_{R_2}$$

Z rysunku 3 wynika:

$$\frac{I_{R_1}}{I_{R_2}} = 1 + \frac{Z_R}{Z_e}$$

Jest to ogólne równanie korektora dwójnikowego, można go zastosować również i dla korektora o stałym oporze.

Opory Z_R i Z_e zależą od częstotliwości. Najważniejsze jest tu dobrać elementy Z_e tak, aby składowa rzeczywista wartości zespolonej wyrównywała zmiany tłumienia, które mamy w układzie, rys. 2.

Wartości te możemy określić ze wzoru:

$$Z_e = R_e + \frac{j\omega L_e}{1 - \omega^2 L_e C_e}$$

Jak widać mamy tu trzy zasadnicze elementy R_e, L_e, C_e, wobec tego tłumienie należy ustalić przy trzech częstotliwościach.

Na początku ustalamy częstotliwość rezonansową przy której tłumienie w korektorze musi równać się zeru.

$$F_1 = \frac{(R^1 + R_e)^2 + (X^1 + \omega L_e)^2}{(R_e)^2 + (\omega L_e)^2}$$

Po znalezieniu wartości dla ustalenia częstotliwości rezonansowej, możemy obrać dwie częstotliwości przy których ma miejsce korekcja. Wartość R^1 i X^1 możemy określić z równania na F_1, z którego wynikają zasadniczo dwa równania o niewiadomych R_e i L_e. Po odpowiednich przekształceniach otrzymamy

$$L_e = \frac{R^1}{\sqrt{P_o} - \sqrt{Q_o}} \quad \text{oraz} \quad R_e = \frac{R^1 \sqrt{Q_o}}{\sqrt{P_o} - \sqrt{Q_o}}$$

$$\text{gdzie } P_o = \left(\frac{R^1 + R_e}{L_e}\right)^2, \text{ a } Q = \left(\frac{R_e}{L_e}\right)^2$$

Mając R_e i L_e możemy znaleźć dwie dalsze częstotliwości potrzebne do określenia tłumienia, a więc do korekcji. Jedną z częstotliwości znajdujemy na podstawie znalezionego R_e, ze wzoru

$$F_2 = \frac{(R_1^1 + R_e)^2 + (X_1^1)^2}{(R_e)^2}$$

Analogicznie znajdujemy trzecią częstotliwość F_3 na podstawie określonego L_e.

Praktycznie, jeżeli mamy wyznaczyć korektor np. dla obwodu słabo pupinizowanego, przy zamknięciu go na jednym końcu oporem 600 Ω: Znajdujemy na wstępie opór pozorny dla dwóch różnych częstotliwości, a na podstawie tego znajdujemy opór pozorny R_K dla projektowanego korektora rys. 2.

Z równania dla trzeciej częstotliwości F_3, znajdujemy indukcyjność L_K dla naszego korektora.

Mając indukcyjność możemy łatwo znaleźć wartość pojemności C dla korektora wiedząc, że

$$C = \frac{1}{(\omega_r)^2 \cdot L_e}$$

(d. c. n.)

Odpowiedzi Redakcji

Matusiak Antoni, Kraków.

W dwuzakresowym odbiorniku uniwersalnym Schaub Super 229 należy zastosować następujące lampy: CK2, CF7, CB2, CL4, CY1. Odbiornik ten pobiera z sieci taką moc, jak 60-cio watowa żarówka oświetleniowa.

Gudowicz Jan. Gdańsk. — Cewka antenowa może być pominięta we wszystkich trzech zakresach — zmniejszy to selektywność odbiornika. Dane do wykonania cewek oscylatora dla zakresów średnio- i długofalowego znajdzie P. w Nr. 6 mies. z 47 r. (potrzebna jest znajomość częstotliwości pośredniej, którą najlepiej byłoby zmierzyć generatorem sygnałowym).

Reroń Wiktor, Dąbrowa Górnicza — Dane lamp: 1) RFG5, 2) RD12Ga, 3) RD12Ta są następujące: 1) żarzenie 6,3V/0,2A, Ua = 5500V; Ia = 10mA; 2) żarzenie 12,6V/0,065A; Ua = 100V; Ia = 2mA — detektor; 3) żarzenie 12,6/0,08; Ua = 100V; Ia = 24mA; Us_1 = 0V, S = 6mA/V; g = 20 wyjście. Lampy R224 nie znamy.

Inż. Adam Kosiarski

Super z jednym obwodem strojonym

Zapoznamy Czytelników z pewnym typem odbiornika superheterodynowego, który mimo prostoty daje stosunkowo dobre wyniki i może być wykonany przez średnio zaawansowanych radioamatorów.

Odbiornik tego typu został opracowany i zmontowany w laboratorium miesięcznika „Radio".

Obecnie przypominamy kilka zależności w aparatach z przemianą częstotliwości.

Częstotliwość średnią otrzymuje się przez zmieszanie dwóch częstotliwości f wejściowej i f oscylatora przy czym można to osiągnąć w wypadkach gdy

$$f_{pośr} = f_{wej} - f_{oscyl}$$

lub

$$f_{pośr} = f_{oscyl} - f_{wej}$$

tzn. że oscylator musi dostarczać do lampy mieszającej sygnał o częstotliwości większej lub mniejszej o pośrednią od częstotliwości sygnału wejściowego.

stąd $f_{oscyl} = f_{wej} - f_{pośr}$

lub $f_{oscyl} = f_{wej} + f_{pośr}$

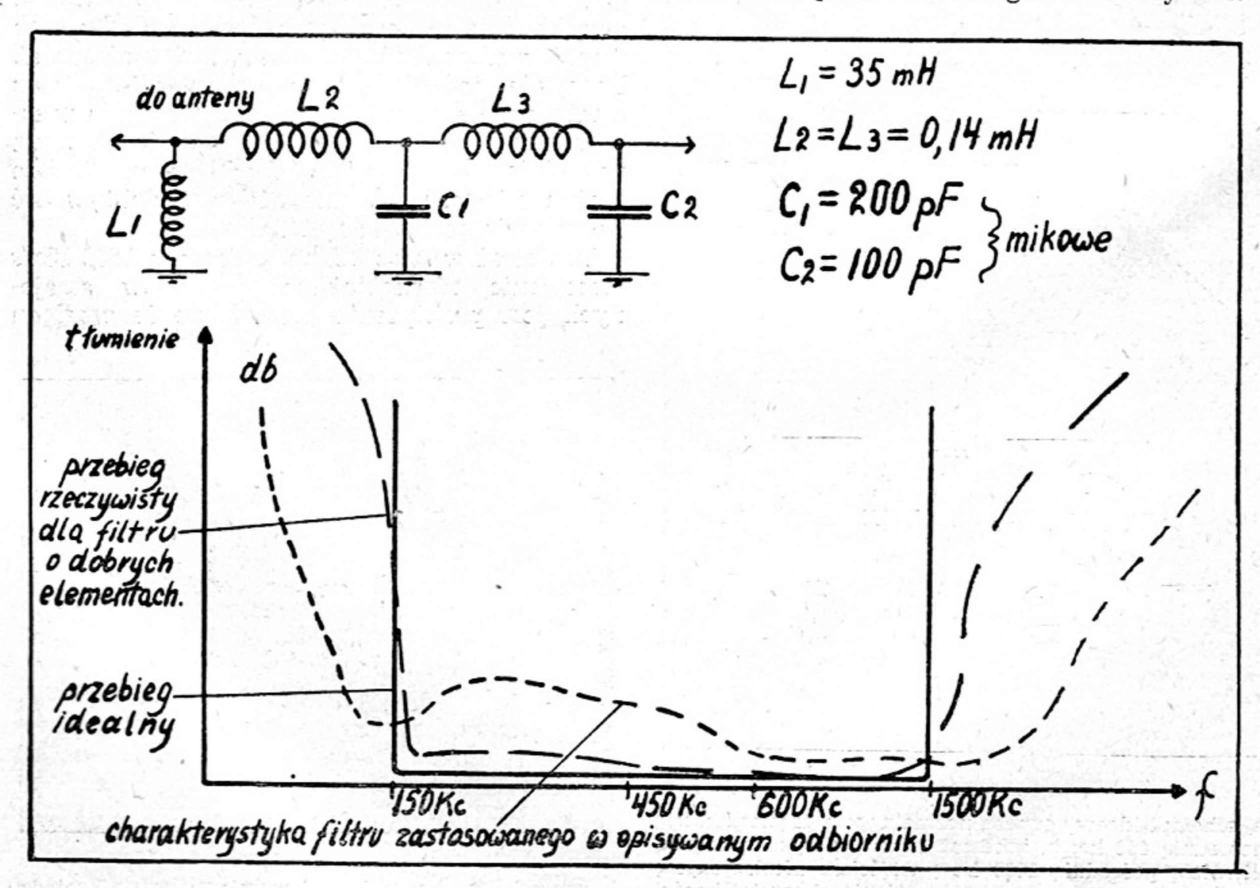
Zwykle dobiera się tak oscylator by jego częstotliwość była większa o f pośrednią od f sygnału przychodzącego (cewka oscylatora o mniejszej ilości zwojów niż cewka obwodu wejściowego).

Wybór częstotliwości pośredniej jest szczególnie ważny, gdyż od niej zależny jest nie tylko stosunek $f_{osc\ max}$ do $f_{osc\ min}$ (stąd dobór odpowiedniego kondensatora obrotowego do obwodu oscylatora), lecz również i położenie częstotliwości lustrzanej.

Poniższa tabelka podaje ciekawe zależności między $f_{pośr}$, f_{wej}, f_{oscyl} i częstotliwością lustrzaną.

Z danych tabelki można wyciągnąć kilka ważnych wniosków. (Patrz str. 23).

1. stosunek częstotliwości f_{max} i f_{min} dla obwodu wejściowego i oscylatora są różne, toteż kondensator oscylatora (w wypadku gdy pracuje na jednej osi z kondensatorem obwodu wejściowego) powinien mieć mniejszą pojemność od kondensatora obwodu wejściowego. Ponieważ zwykle stosuje się kondensatory jednakowe, przeto w szereg z obrotowym kon-



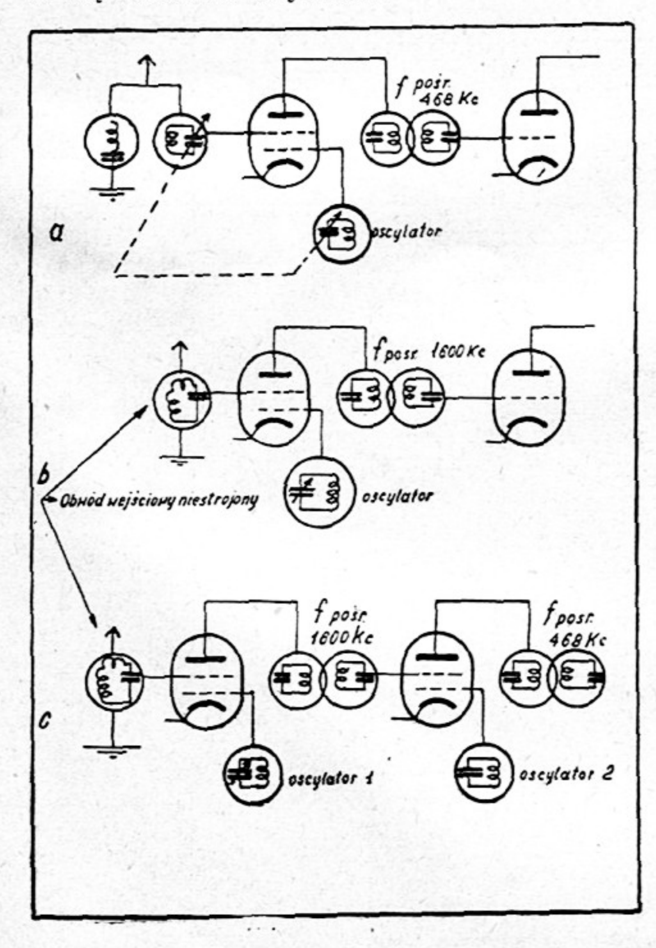
Rys. 1

Częstotliwość pośrednia $f_{pośr}$ Kc/s	Częstotliwość wejściowa		Częstotliwość oscylatora		Częstotliwość lustrzana f_{lustr} Kc/s
	f_{wej} Kc/s	Stosunek $f_{wej\ max} / f_{wej\ min}$	f_{osc} Kc/s	Stosunek $f_{osc\ max} / f_{osc\ min}$	
128	500 ÷ 1500	1 : 3	628 ÷ 1628	1 : 2,6	756 ÷ 1756
128	150 ÷ 450	1 : 3	278 ÷ 578	1 : 2,07	406 ÷ 706
468	500 ÷ 1500	1 : 3	968 ÷ 1968	1 : 2,04	1432 ÷ 2432
468	150 ÷ 450	1 : 3	618 ÷ 918	1 : 1,48	1082 ÷ 1382
1600	150 ÷ 1500	1 : 10	1750 ÷ 3100	1 : 1,77	3350 ÷ 4700

densatorem oscylatora (lub cewką) dołącza się stały kondensator tzw. padding celem otrzymania odpowiedniej wypadkowej pojemności obwodu dla osiągnięcia równobieżności kondensatorów oscylatora i obwodu wejściowego.

Pajemność paddingu jest krytyczna dla danego typu odbiornika i zależna jest od częstotliwości pośredniej i zakresu.

2. Zakresy średnio i długofalowe będą miały różne paddingi, że względu na różne stosunki częstotliwości oscylatora.



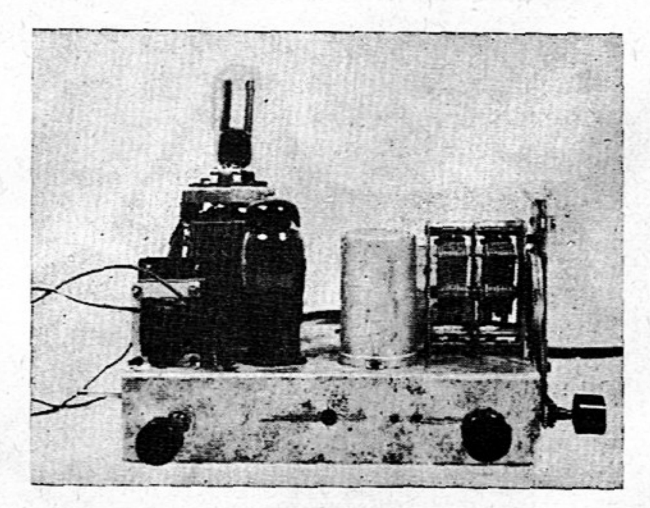
Rys. 2
a. schemat ideowy supera normalnego z częstotliwością pośrednią 468 kc; b. schemat supera z wysoką częstotliwością pośrednią 1600 kc i wejściem niestrojonym; c. schemat supera z dwoma promieniami częstotliwości i wejściem niestrojonym

3. Stosując dużą pośrednią np. 1600 Kc/s można jednym kondensatorem pokryć dwa zakresy — średnio i długofalowy— bez przełącznika. Tym właśnie zagadnieniem zajmiemy się obecnie.

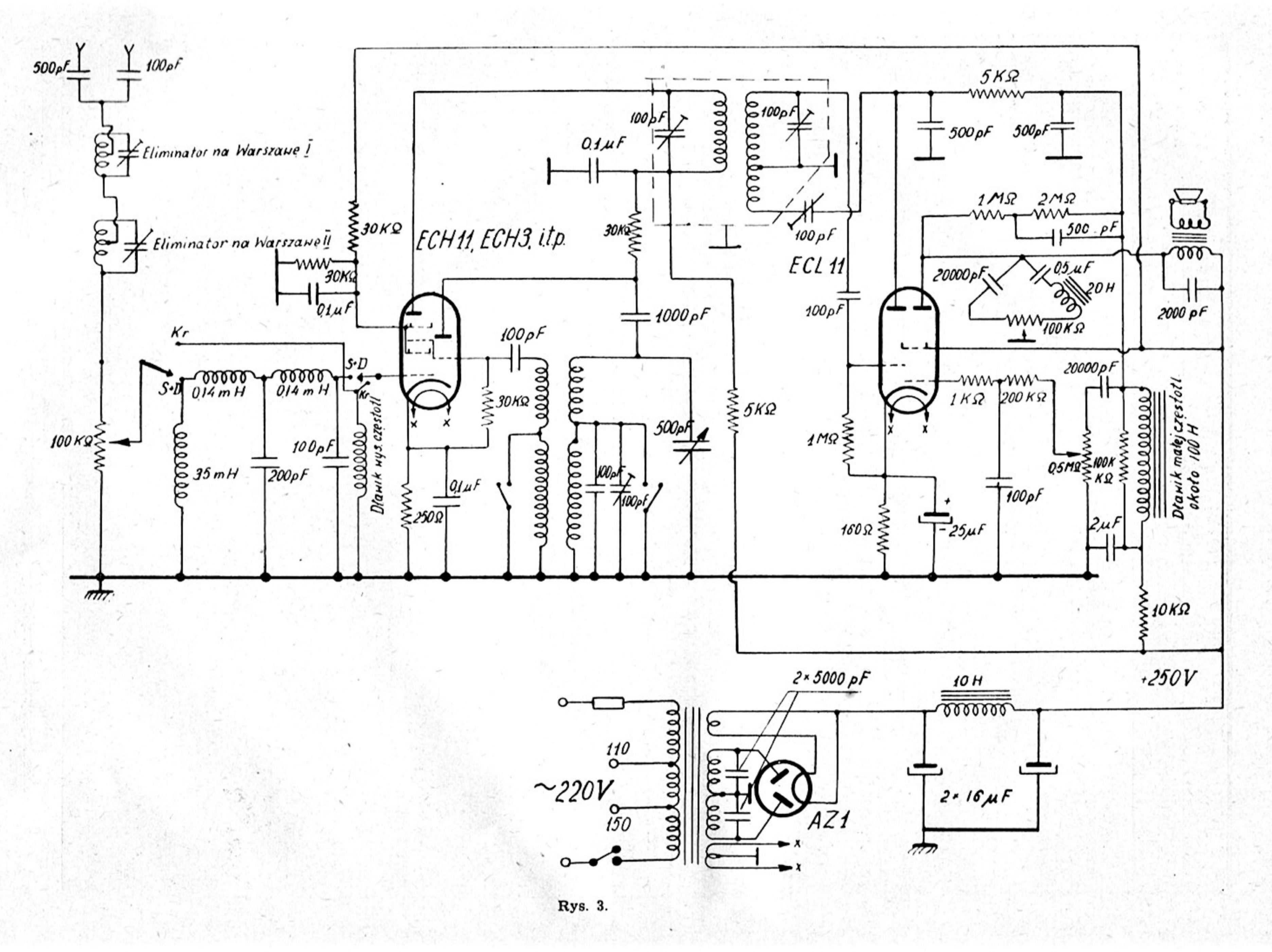
Stosowanie wysokiej średniej ma wiele zalet jak również i wad. Po pierwsze częstotliwości lustrzane są daleko poza zakresem, a po drugie, jak widać z punktu trzeciego, osiągnięcie odbioru dużego zakresu częstotliwości nie nastręcza trudności.

Do wad można zaliczyć znacznie mniejsze wzmocnienie napięciowe na stopień dla tych częstotliwości niż np. dla f pośrednich 468 Kc/s lub 128 Kc/s (dobroć obwodów przy f pośredniej 1600 Kc/s jest znacznie mniejsza od dobroci obwodów przy np. $f_{pośr}$ = 128 Kc/s), a stąd wynika konieczność stosowania dodatkowych stopni wzmocnienia częstotliwości pośredniej. Pozostaje jednak jeszcze jedna alternatywa a mianowicie stosowanie drugiego stopnia przemiany częstotliwości już na normalnie używaną pośrednią np. 468 Kc/s dzięki temu będzie można osiągnąć znacznie większą selektywność i wzmocnienie (patrz rys. 2).

Ponieważ w superach na pośrednią 1600 Kc/s stosowanie równobieżnych obwodów strojonych jest praktycznie niemożliwe że względu



W omawianym aparacie wykorzystany jest tylko jeden kondensator (drugi nieczynny)


Eliminator na Warszawę I
Eliminator na Warszawę II
ECH11, ECH3, i.t.p.
ECL 11
Dławik wys. częstotl.
Dławik małej częstotl. około 100 H
+250V
~220V
110
150
AZ1
10 H
2×16μF
2×5000 pF
Rys. 3.

Filtr wejściowy			Wejściowy dławik wys. częstotliwości dla fal krótkich	Cewki oscylatora		Filtr częstotliwości pośredniej
cewka L_1	cewka L_2	cewka L_3		dla fal średnich i długich	dla fal krótkich	
35 mH cewka koszykowa lub nawinięta na rdzeniu zamkniętym	0,14 mH cewka nawinięta na rurce preszpanowej o średnicy 2,5 cm drutem 0,2 mm w jedwabiu 40 zwojów	0,14 mH to sama co cewka L_2	Średnica 1 cm, drut 0,2 mm w emalii (zwój koło zwoja) długość drutu 2 m	22 zwoje nawinięte na rurce preszpanowej o średnicy 2,5 cm średnica drutu 1 mm. Zwój koło zwoja, na nim nawinięte uzwojenie siatkowe 8 zwojów drutem 0,2 mm	8 zwojów drutem 1 mm 5 zwojów reakcyjnych drutem 0,2 mm. Średnica rurki 1 cm.	2 uzwojenia po 65 zwojów drutem 0,2 mm, odległość między uzwojeniami 2 cm na jednym z nich nawinięte uzwojenie reakcyjne zwojów 14 drutem 0,2 mm

na zbyt wielkie różnice częstotliwości oscylatora i obwodu wejściowego, toteż układy te pracują na wejściach niestrojonych zaopatrzonych jedynie w odpowiedni filtr tłumiący częstotliwości lustrzane a przepuszczający pasmo średnio i długofalowe.

Rys. 1 podaje schemat filtru wejściowego łącznie z jego charakterystyką częstotliwościową.

W laboratorium miesięcznika „Radio" został zmontowany odbiornik superheterodynowy na fale krótkie od 12 — 50 m i normalny zakres fal średnich i długich. Aparat pracuje na lampach E C H 11 jako mieszacz i oscylator, E C L 11 trioda jako detektor siatkowy ze stałą reakcją na pośredniej, zaś tetroda jako końcowa. AZ1 jako prostownik dwupołówkowy.



Niestrojony filtr wejściowy

Dane elementów odbiornika.

Wyniki osiągnięte na opracowanym modelu można uważać za niezłe. Należy zważyć że aparat jest typu superheterodyny a mimo to jest prosty — więc dostępny dla każdego amatora. Czytelnik nie napotka w nim na żadne trudności związane ze strojeniem (one głównie odstraszają słabiej zaawansowanych), gdyż zastosowano tylko jeden obwód strojony w oscylatorze.

Jeżeli chodzi o fale krótkie to można śmiało rzec, że pracuje on znacznie lepiej od aparatu dwuobwodowego — na tym zakresie dorównuje superom średniej klasy, trzeba pamiętać, że odbiera on fale od 12 m. (zakres krótkofalowy w przeciętnych odbiornikach rozpoczyna się od około 18 m) — jedynie zakresy fal średnich i długich są mniej czułe. Gdyby Czytelnikowi zależało na znacznym zwiększeniu czułości na tych zakresach należy dodać jeden stopień wzmocnienia częstotliwości pośredniej (po lampie mieszającej). W oscylatorze zastosowano powietrzny kondensator o pojemności 500 pF, który dla zakresu fal średnich i długich jest zabocznikowany kondensatorem stałym 200 pF—mikowy łącznie z trymmerem, stosunek $f_{osc\ max}$ do $f_{osc\ min}$ pozostanie w tym wypadku praktycznie taki sam jak przy stosowaniu kondensatora obrotowego o pojemności 150 pF, który by wystarczył dla zakresu średnio i długofalowego — jednak otrzymalibyśmy zbyt duże zagęszczenie stacji na początku kondensatora.

W obwodzie anodowym części tetrodowej lampy E C L 11 zastosowano dwustronną barwę tonu dla niskich i wysokich częstotliwości.

Podając Czytelnikom powyższe dane komunikujemy, że zmontowany w laboratorium miesięcznika aparat jest do obejrzenia w administracji „Radio i Świat" ul. Noakowskiego 18 między godziną 9 — 12.

Bęben cewkowy do odbiornika pasmowego 1-V-1

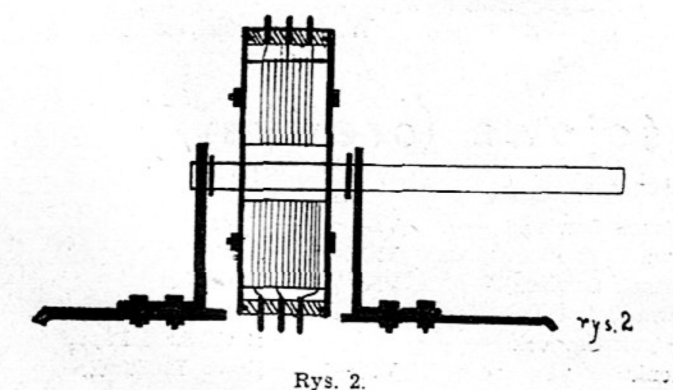
Po przeczytaniu opisu odbiornika pasmowego 1-V-1 zabrałem się do budowy, chcąc się przekonać o jego wynikach żeby sprawdzić, czy konieczne jest rozwiązanie cewek tak jak to podał SPoo2-x, które moim zdaniem nie było jedynie dobre i konieczne. Mając już doświadczenie i znając błędy cewek wymiennych, które bardzo łatwo ulegają zniszczeniu przez urywanie końcówek przy wyjmowaniu ich z podstawki, postanowiłem do wyżej podanego odbiornika zastosować bęben cewkowy za pomocą którego bardzo prosto i wygodnie przechodzi się na inne pasy odbioru.

Konstrukcja takiego bębna jest prosta i tania, wymaga jednak trochę zdolności mechanicznych i precyzji w wykonaniu.

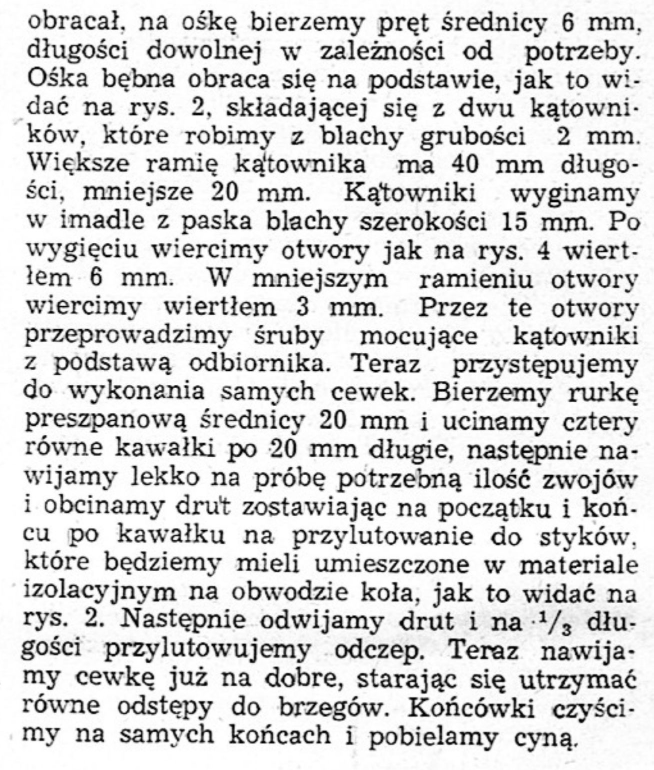


Rys. 1.

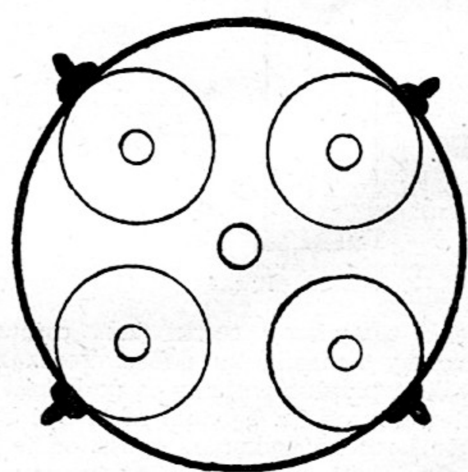
Bierzemy blachę aluminiową, czy w braku tej cynkową o grubości 1 — 2 mm i wycinamy z niej dwa kółka o średnicy 7 cm. W środku wiercimy otwory o średnicy 6 mm. Dalej dzielimy obwód koła na cztery równe części i przeciągamy linie jak na rys. 1. Linie te dzielimy między środkiem koła a obwodem na połowę i wiercimy otwory średnicy 3 mm. Na obwodzie koła będziemy umieszczali płytki pleksiglasu względnie innego materiału izolacyjnego. (Rys. 3). Zależnie od kształtu i grubości jego będziemy wiercili dziurki, przez które wprowadzimy śrubki trzymające materiał izolacyjny. Zwracamy jednak uwagę tych, którzy będą wykonywali taki bęben, że materiał izolacyjny musi być bardzo dobrze umocowany, żeby się nie przekręcał w czasie pracy bębna. Dalej potrzebna jest ośka, na której bęben będzie się



Rys. 2.



obracał, na óśkę bierzemy pręt średnicy 6 mm, długości dowolnej w zależności od potrzeby. Ośka bębna obraca się na podstawie, jak to widać na rys. 2, składającej się z dwu kątowników, które robimy z blachy grubości 2 mm. Większe ramię kątownika ma 40 mm długości, mniejsze 20 mm. Kątowniki wyginamy w imadle z paska blachy szerokości 15 mm. Po wygięciu wiercimy otwory jak na rys. 4 wiertłem 6 mm. W mniejszym ramieniu otwory wiercimy wiertłem 3 mm. Przez te otwory przeprowadzimy śruby mocujące kątowniki z podstawą odbiornika. Teraz przystępujemy do wykonania samych cewek. Bierzemy rurkę preszpanową średnicy 20 mm i ucinamy cztery równe kawałki po 20 mm długie, następnie nawijamy lekko na próbę potrzebną ilość zwojów i obcinamy drut zostawiając na początku i końcu po kawałku na przylutowanie do styków, które będziemy mieli umieszczone w materiale izolacyjnym na obwodzie koła, jak to widać na rys. 2. Następnie odwijamy drut i na $^1/_3$ długości przylutowujemy odczep. Teraz nawijamy cewkę już na dobre, starając się utrzymać równe odstępy do brzegów. Końcówki czyścimy na samych końcach i pobielamy cyną.



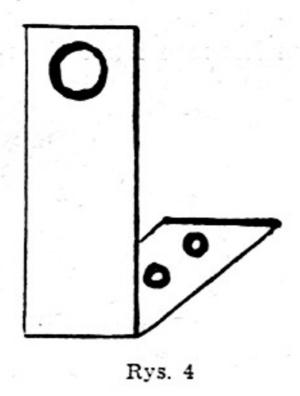
Rys. 3.

Z kolei zabieramy się do wykonania mostków z materiału izolacyjnego, w których umieścimy styki. Piszący mostki te wykonał z pleksiglasu, który daje się bardzo łatwo obrabiać, ale można je równie dobrze zrobić z kalitu czy innego dobrego materiału izolacyjnego. Mostki mają długość 20 mm, szerokość 6 mm i grubość 3 — 4 mm. Wiercimy w nich trzy otwory wiertłem 1 — 2 mm na 5, 10 i 15 mm, w ten sposób mamy po 5 mm od początku i końca płytki. Robimy styki z drutu brązowego względnie

mosiężnego w formie nitów, wkładamy do uprzednio wywierconych otworów i zanitowujemy delikatnie, żeby nie uszkodzić mostka, ale zarazem dokładnie, żeby styki były mocno i sztywno osadzone, gdyż to jest bardzo ważne przy działaniu bębna.

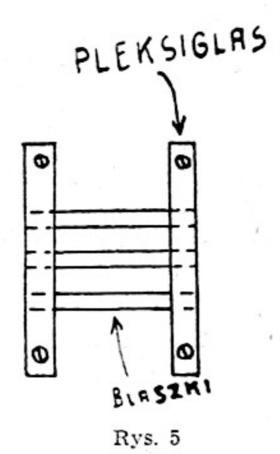
Na zakończenie prac przygotowawczych robimy dwie podkładki, które następnie będą przylutowane do osi i będą zapobiegały przesuwaniu się osi do przodu, względnie do tyłu. Zamiast podkładek można nasadzić na oś rurki które dadzą ten sam efekt co podkładki. Ponieważ już mamy wszystko przygotowane możemy zacząć montowanie samego bębna.

Zaczynamy od zakładania cewek na swoje miejsca. W uprzednio wywiercone otwory wkładamy śruby 3 mm, długie 25 mm i pierwszy krążek blachy wraz ze śrubami kładziemy na stole. Teraz nakładamy gotowe już cewki uważając, żeby końcówki wypadały wprost ku miejscom, w których potem umieścimy mostki. Po założeniu wszystkich cewek nakładamy drugi krążek z blachy i zakręcamy lekko nakrętki na śrubach tak, żeby cewki można było jeszcze przesunąć. Następnie zakładamy mostki i umocowujemy je na stałe za pomocą śrubek względnie sztyftów i lutujemy końcówki cewek do styków. Po przylutowaniu wszystkich



Rys. 4

końcówek ustawiamy cewki już ostatecznie i dokręcamy nakrętki na dobre. Teraz zakładamy ośkę i przylutowujemy ją do boków bębna. Lutowanie ośki z bębnem musi być bardzo starannie i mocno wykonane, gdyż od tego zależy praca bębna, w przeciwnym bowiem razie bęben nie będzie się dokładnie obracał i nie da efektu szybkiego przejścia z pasu na pas. (Patrz artykuł „O lutowaniu,' w Nr. 5/6 „Radio" 1949). Ostatnią pracą przy zmontowaniu bębna będzie, jeżeli mamy zamiar zakładać podkładki jako trzymacze — przylutowanie podkładek na osi, w tym celu, od zewnętrznych ścianek bębna odmierzamy 1 centymetr i w tym miejscu przylutowujemy podkładki lutując od strony ścianek bębna, bo strona druga podkładki musi być zupełnie gładka, gdyż będzie się stykała z kątownikiem, na którym jest oparty cały bęben wraz z osią.



Rys. 5

Teraz po ukończeniu bębna zabieramy się do wykonania jednego mostka, na którym, wzgl. w którym umieścimy przeciwstyki. Urządzenie to można wykonać w kilku formach zależnie od posiadanego materiału i pomysłowości. Opisany powyżej bęben pracuje na mostku przeciwstykowym, składającym się z dwu pasków pleksiglasu, w których umocowane są trzy paski elastycznej blaszki ze starego przełącznika. Rys. 5 przedstawia mostek przeciwstykowy widziany z góry. Zamiast blaszek można wprawić w to samo miejsce po dwa druty obok siebie zlutowane do $^1/_3$ od strony początku i końca. Względnie na jednym kawałku materiału oprawić trzy sprężyste kawałki blaszki, co daje też bardzo dobrą i miękką pracę bębna.

Przy wykonaniu mostka przeciwstykowego należy zwrócić uwagę żeby sprężyny były osadzone w takich samych odstępach dokładnie jak styki mostków bębna.

W. Ostrowski ex. SP3AQ.

Znaki narodowościowe (prefiksy)

(Dokończenie)

UM8	— Związek Sowiecki — Kirgizja	**UP2**	— Związek Sowiecki — Litwa	**VE**	— Kanada
				VK	— Australia
UN1	— Związek Sowiecki — Karelia	**UQ2**	— Związek Sowiecki — Łotwa	**VK7**	— Tasmania
				VK9	— Nowa Gwinea australijska i Papua
UO5	— Związek Sowiecki — Besarabia	**UR2**	— Związek Sowiecki — Estonia	**VO1—5**	— Nowa Funlandia

VO6	— Labrador
VP1	— Honduras brytyjski
VP2	— Wyspy: Dominika, Grenada, St. Lucia, Antigua i St. Kitts-Nevis
VP3	— Gwinea brytyjska
VP4	— Trinidad i Tobago
VP5	— Wyspy Cayman i Jamajka
VP6	— Barbados
VP7	— Wyspy Bahama
VP8	— Wyspy Falklandzkie
VP9	— Bermudy
VQ1	— Zanzibar
VQ2	— Północna Rodezja i St. Lucia
VQ3	— Tanganika
VQ4	— Kenia
VQ5	— Uganda
VQ6	— Somali brytyjskie
VQ8	— Maurytius i Wyspy Chagos
VQ9	— Seycheles
VR1	— Wyspy Gilbert i Ellice
VR2	— Wyspy Fidżi
VR3	— Wyspa Fanning
VR4	— Wyspy Salomona — brytyjskie
VR5	— Wyspy Przyjacielskie
VR6	— Wyspa Pitcairn
VS1	— Straits Settlements (Kolonia Przesmykowa)
VS2	— Malaje Zjednoczone
VS3	— Malaj Wolny
VS4	— Borneo północne i Sarawak
VS5	— Laburan i Bruney
VS6	— Hongkong
VS7	— Cejlon
VS8	— Wyspy Bahrein i Kuria Muria
VS9	— Aden i Socotra
VU1, 2	— Maladywy
VU3	— Andamany
VU4	— Lakkadywy
VU5, 6	— Indie
VU7	— Mysore
VU9	— Burma
W	— Stany Zjednoczone Ameryki Północnej
XA	— Anglo-amerykańscy amatorzy w południowej Europie
XE	— Meksyk
XT	— Chiny
XU	— Chiny
XZ	— Burma
YA	— Afganistan
YI	— Irak
YJ	— Nowe Hebrydy
YN	— Nikaragua
YR	— Rumunia
YS	— Salwador
YT	— Jugosławia
YU	— Jugosławia
YV	— Wenezuela
ZA	— Albania
ZB1	— Malta
ZB2	— Gibraltar
ZC1	— Transjordania
ZC2	— Wyspy Kokosowe
ZC3	— Wyspa Bożego Narodzenia
ZC4	— Cypr
ZC5, 6	— Palestyna
ZD1	— Sierra Leone
ZD2	— Nigeria i Kamerun brytyjski
ZD3	— Gambia
ZD4	— Złote Wybrzeże
ZD6	— Kraj Nyassa
ZD7	— Wyspa Św. Heleny
ZD8	— Wyspa Wniebowstąpienia
ZD9	— Tristan da Cunha i Gough
ZE	— Rodezja Południowa
ZK1	— Wyspy Cooka
ZK2	— Niue i Damoa
ZK3	— Nauru
ZL	— Nowa Zelandia
ZM	— Samoa zachodnia
ZP	— Paragwaj
ZS	— Unia Południowo-Afrykańska
ZS3	— Afryka Południowo-Zachodnia
ZS9	— Tristan da Cunha
ZU	— Unia Południowo-Afrykańska
ZT	— Unia Południowo-Afrykańska

Bezdławikowy filtr zasilacza odbiornika »Pionier«

Zasilanie anody odbiornika radzieckiego „Pionier" (patrz „Radio" Nr 3/4 1948, str. 21) posiada pewne szczególne właściwości warte bliższego poznania.

Anoda lampy głośnikowej otrzymuje prąd wysokiego napięcia wprost z pierwszego kondensatora filtru $C_1 = 40\mu F$. Na transformatorze głośnikowym widzimy jednak dodatkowe uzwojenie, z którego otrzymuje napięcie reszta odbiornika, poprzez uzupełniający filtr $R = 2200\ \Omega$ i drugi kondensator elektrolityczny $C_2 = 25\mu F$.

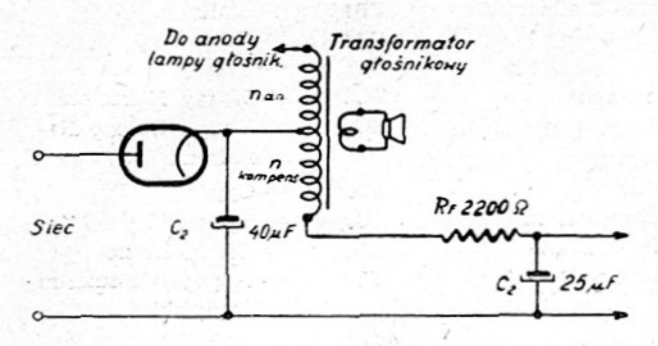
Filtracja dla wstępnych stopni odbiornika jest w tym układzie zupełnie wystarczająca. Jeśli bowiem na pierwszym kondensatorze C_1 pojawia się przy poborze prądu około 60 mA około 6 wolt napięcia buczenia 50 c/s (prostowanie jednokierunkowe) to na wstępnych stopniach będzie:

$$6 \frac{3{,}2}{2{,}2_{k\Omega} \cdot 25_{\mu F}} = 0{,}4\ V$$

To napięcie buczenia podlega zresztą jeszcze, zależnie od potrzeby, dalszej filtracji na poszczególnych stopniach (patrz schemat).

Natomiast napięcie buczenia 6 wolt na anodzie lampy głośnikowej jest zbyt wielkie, zwłaszcza jeśli uwzględnić, że odbiornik pracuje ze 120 wolt, jego napięcie anodowe nie przewyższa więc tej cyfry.

Aby więc zredukować buczenie, zastosowano metodę kompensacji, za pomocą wspomnia-



Schemat bezdławikowego filtra zasilacza odbiornika „Pionier"

nego już uzwojenia dodatkowego. Buczenie we wtórnym uzwojeniu transformatora głośnikowego zniesie się jeśli amperozwoje buczenia w gałęzi anodowej, zamkniętej przez anodę lampy głośnikowej, zrównają się z amperozwojami buczenia gałęzi dodatkowej, kompensacyjnej, zamkniętej przez opór filtra R_F i kondensator C_2. Jeśli więc pominiemy (co jest dopuszczalne ze względu na różnice wielkości) indukcyjności uzwojeń oraz pojemność kondensatora C_2, to kompensacja spełni się jeśli

$$I_{an} \cdot n_{an} = I_F \cdot n_{kompens}$$

gdzie I_{an} jest to prąd anodowy buczenia, który wyniesie

$$I_{an} = \frac{E}{\rho}$$

E jest to napięcie buczenia filtra na pierwszym elektrolicie a ρ oporność wewnętrzna lampy głośnikowej.

Podobnie prąd I_F = w gałęzi kompensacyjnej będzie:

$$I_F = \frac{E}{R_F}$$

Stąd otrzymamy właściwy i praktyczny warunek kompensacji:

$$\frac{n_{an}}{n_{kompens}} = \frac{\rho}{R_F}$$

Oporność wewnętrzna lampy głośnikowej 30л1, zastosowanej w „Pionierze", wynosi 10000 Ω, lecz z powodu użycia prądowego feedbacku w jej katodzie, wzrasta do 20000 Ω. Ponieważ R_F = 2200 Ω liczba zwojów kompensacyjnych powinna wynosić około $1/_9$ liczby zwojów anodowych. W praktyce zastosowano $1/_{10}$ zwojów — z bardzo dobrym rezultatem. Dość powiedzieć że buczenie na głośniku zmniejszono w ten sposób dwa razy w stosunku do poprzedniego modelu, gdzie w pierwszym członie filtra figurował stosunkowo kosztowny i zajmujący dużo miejsca dławik 5 Henrów.

Przegląd schematów

Schemat Nr 58 przedstawia odbiornik radziecki ARZ — 49. Jest to aparat do masowego rozprowadzenia, który u nas nazwalibyśmy „ludowym". Rozwiązanie układu zasługuje na bliższe rozpatrzenie, ponieważ w każdym niemal szczególe widzimy odbałość o jak najniższy koszt wykonania, z zachowaniem jednak kardynalnych walorów nowoczesnego odbiornika jak: czułość, selektywność i dobra jakość odtwarzania.

Odbiornik ma dwa zakresy: długofalowy 730—2000 mtr. (410—150 Kc) i średniofalowy 188 — 520 mtr. (1600 — 520 Kc).

Bezpośrednio przy gniazdku antenowym jest filtr zwierający sygnały na częstotliwości pośredniej 110 Kc. Rolę cewki antenowej dla fal średnich gra cewka długofalowa obwodu strojonego. Na falach długich sprzężenie jest pojemnościowe, „od dołu" przy pomocy kondensatora 2,2 T.

Oscylator pracuje w układzie Hartleya (tzw. trzypunktowym), gdzie środek cewki dołączony jest do katody, zaś rolę anody odgrywa uziemiony, dla prądów zmiennych (przez kondensator 0,25 μ F), ekran.

Poprzez filtr pośredniej częstotliwości wzmocnione prądy przedostają się do lampy 6 B 8. W anodzie jej jest obwód strojony (pojedyńczy) sprzężony z cewką połączoną z obu diodami. Uzyskuje się tutaj automatykę i detekcję, stosując nawet pewne przednapięcia dodatnie czerpane z katody lampy głośnikowej.

Po detekcji i wyfiltrowaniu, napięcia niskiej częstotliwości wracają z powrotem do siatki lampy 6 B 8 (refleks). Napięcia te przy wzmacnianiu odkładają się na oporze anodowym 47 K Ω, gdzie jednocześnie kondensatory 470 pF

(jeden przy oporze, drugi przy siatce lampy głośnikowej) usuwają zbędne już napięcie pośredniej częstotliwości.

Obwód katody lampy głośnikowej 30 π 1 M służy kilku celom. Dostarcza, jak już wspomnialiśmy, napięć do poprzedniego stopnia oraz do niej samej. Ponieważ jednak zespół oporów 2,5 + 15 + 85 Ω jest niezablokowany daje on ujemne sprzężenie zwrotne na lampę głośnikową i dodatnie sprzężenie zwrotne na poprzednią lampę. To ostatnie zwiększa czułość odbiornika.

Najbardziej oryginalny jest układ zasilania aparatu. Zaniechano „uniwersalnego" typu zasilania lecz zastosowano autotransformator do nastawiania napięcia oraz uzyskiwania napięć żarzenia 6,3 v oraz 30 v dla lampy głośnikowej. Napięcie żarzenia lampy prostowniczej jest zbędne ponieważ użyto prostownika selenowego.

Układ filtracji napięcia anodowego jest taki sam jak w odbiorniku „Pionier" (Radio Nr 3/4 1948) i któremu poświęcamy osobne omówienie.

Czułość odbiornika wynosi 300 mikrowoltów. Selektywność wyraża się cyfrą dziesięciokrotnego osłabienia przy odstrojeniu o 10 Kc.

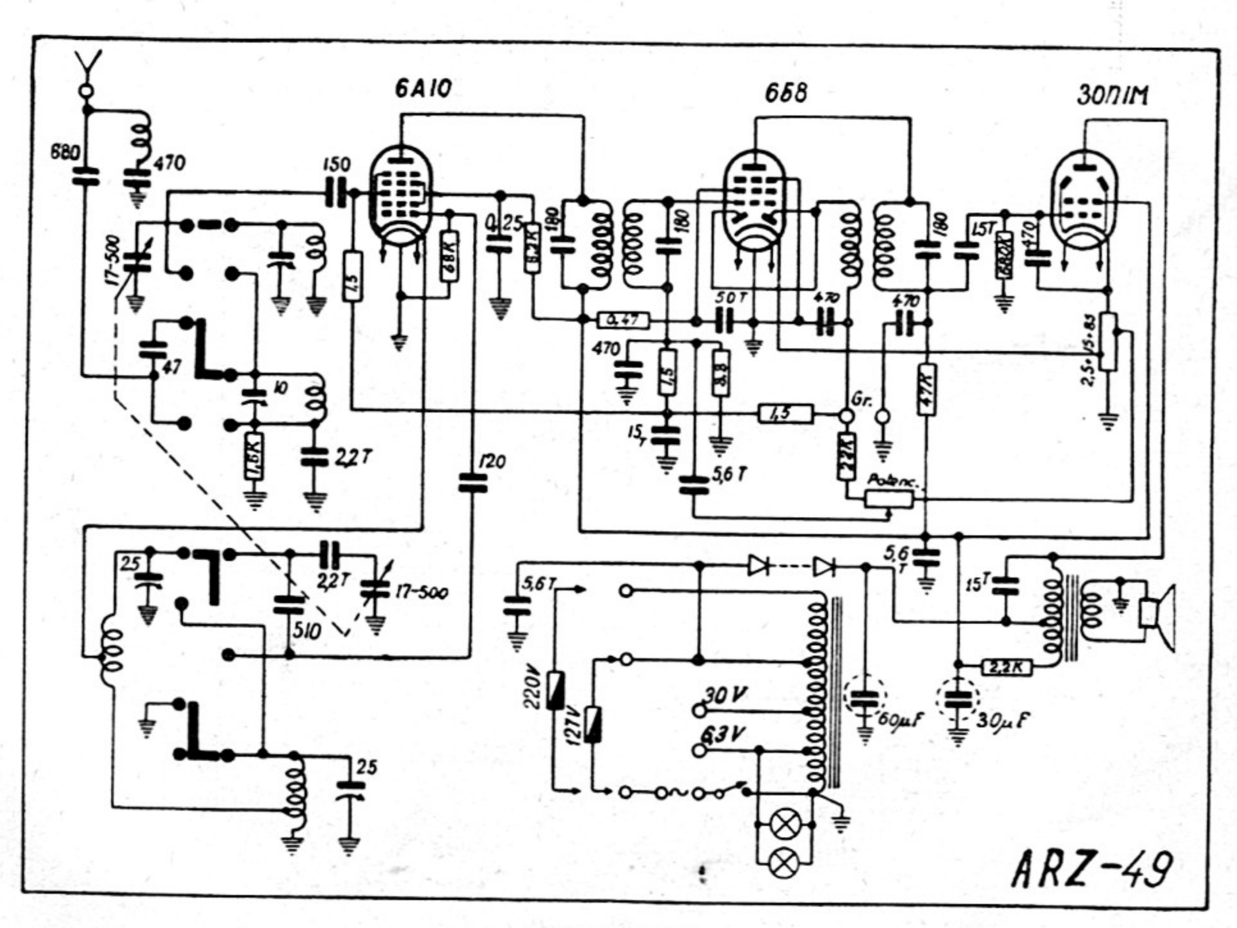
*

Schemat Nr 59 przedstawia układ odbiornika Państwowych Zakładów Teleradiotechnicznych (PZT) model Echo 128 Z z r. 1938.

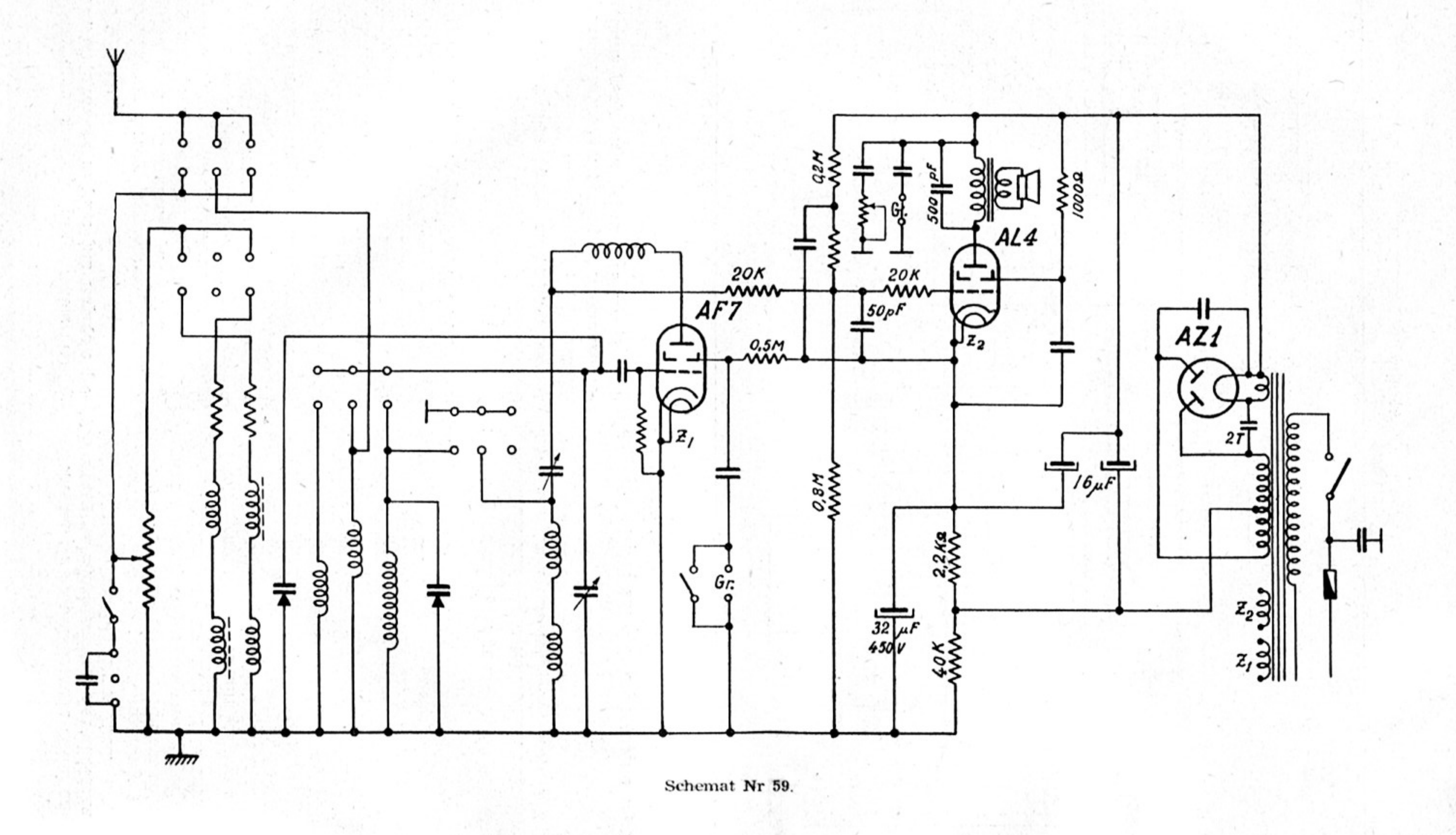
Jest to odbiornik jednoobwodowy trzyzakresowy o dość skomplikowanym obwodzie antenowym i siatkowym, przy czym regulacja siły następuje potencjometrycznie już w antenie.

Istotna osobliwość układu leży w sprzężeniu między lampą A F 7 a A L 4. Jest to tzw. system Loftin-White, polegający na tym, że siatka lampy następnej jest połączona wprost, bez kondensatora sprzęgającego, z anodą lampy poprzedzającej. Ten plus na siatce kompensuje się przez podniesienie katody tak wysoko, aby różnica napięć zmierzona bezpośrednio (woltomierzem lampowym) między siatką a katodą wynosiła wymagane — 6 wolt. Stąd pochodzą duże opory w katodzie A L 4 oraz to, że kondensator elektrolityczny 32 μ F blokujący opory 2,2 KΩ i 40 K Ω ma napięcie znamionowe 450 wolt.

Napięcie zasilające taki układ musi być wysokie i wynosi ono tutaj 400 wolt, z tego 160 wolt odkłada się na katodzie A L 4. Celem uniknięcia zbyt dużej różnicy napięć między katodą a włóknem żarzenia, lampa A L 4 ma oddzielne, własne uzwojenie połączone wprost do jej katody.



Schemat Nr 58



Schemat Nr 59.

Nowy materiał magnetyczny dla wielkiej częstotliwości

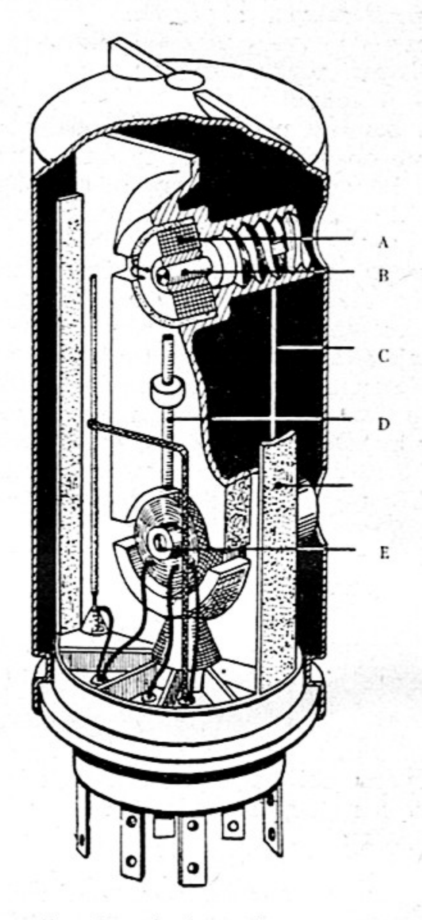
Materiały magnetycznie wielkiej częstotliwości stosowane do cewek obwodów strojonych robi się z żelaza proszkowanego, wymieszanego w ośrodku wiążącym i sprasowanego do żądanego kształtu. Zależnie od częstotliwości stosuje się różne wielkości drobinki żelaza oraz rozmaite gęstości. Wyższe częstotliwości wymagają drobniejszego podzielenia ze względu na to, aby w ten sposób przeciwdziałać prądom wirowym i związanym z nimi stratom energii. Te zaś z kolei pogarszają „jakość" Q cewki i zatem oczywiście selektywność obwodu. Straty przez prądy wirowe można zmniejszyć również przez zwiększenie oporności właściwej materiału. Dotychczas jednak nie znaleziono materiału, którego przewodność byłaby mniejsza o więcej niż 20% od czystego żelaza.

Izolowanie drobin od siebie daje działanie równorzędne ze szczeliną w rdzeniu transformatora i zmniejsza straty na histerezę magnetyczną.

Rozbicie żelaza na poszczególne drobiny oddzielone od siebie powoduje zmniejszenie przenikliwości początkowej materiału. Najlepsze żelaza wielkiej częstotliwości wykazują μ_6 od 25 do najwyżej 100.

Własności magnetyczne posiadają, jak się okazało, nie tylko metale, ale także niektóre tlenki metali magnetycznych np. magnetyt $Fe_3\,O_4$. Tlenki te jednakże nie wykazują żadnej przewodności. Dawne badania w tym kierunku zostały na nowo podjęte wszystkimi środkami nowoczesnej analizy struktury krystalicznej. Badania te ustaliły zależność pomiędzy strukturą krystaliczną, przewodnością oraz właściwościami magnetycznymi różnych wysokoizolacyjnych lecz silnie ferromagnetycznych związków. Ze względu na kubiczny kształt swych kryształów zostały one przez laboratoria Philipsa oznaczone złożoną nazwą „Ferrox-cube". Są to tzw. ferryty, których skład chemiczny ma ogólną postać $MFe_2\,O_4$, gdzie M oznacza metal chemicznie dwuwartościowy (mangan, nikiel, cynk). Przewodność tych materiałów jest znikoma i wynosi zaledwie jedną dziesięciomilionową przewodności czystego żelaza. Natomiast przenikliwość początkowa jest wysoka i wynosi zależnie od ułożenia i wielkości kryształków, od $\mu_0=50$ aż do 1000. Nasycenie magnetyczne jest natomiast bardzo niskie i wynosi zaledwie B = 1500 gaussów. Nie ma to wszakże znaczenia ponieważ prądy w cewkach odbiorników są znikome.

Straty na prądy wirowe są zupełnie wyeliminowane ponieważ „Ferrox-cube" jest nieprzewodzący. Pozostają tylko straty na histerezę oraz bliżej niezidentyfikowane „straty resztowe", przeważnie dielektryczne w materiale wiążącym. Straty na histerezę redukuje się w miarę stosowania materiału na coraz wyższe częstotliwości, przez zmniejszenie wielkości kryształów, kosztem zresztą przenikliwości.



A—cewka z licy; B—rdzeń regulowany z Ferrox - cube; C — Kondensator drutowy 115 pF; D — Sztyft sprzęgający z Ferrox - cube; E — rdzeń z Ferrox - cube.

Surowiec dla rdzeni z „Ferrox-cube" ma postać proszku. Wyrabia się z niego proste kształty jak pierścienie, wałki, rurki „E" itp., przez prasowanie przy pomocy lotnego środka wiążącego a potem spieczenie w piecu do temperatury 1000 lub 1400°C. Wyżarzony materiał jest w przeciwieństwie do obecnych nadzwyczaj jednolity, twardy i można go potem obrabiać już tylko przez szlifowanie.

Dzięki większej przenikliwości nowego materiału, cewki z tymi rdzeniami mają mniejszą ilość zwojów a więc oporność omowa zostaje obniżona. Wszystkie te przyczyny razem połączone prowadzą do uzyskania obwodów o znacznie wyższym Q niż to dotychczas było praktykowane.

W nowych transformatorach pośredniej częstotliwości uzwojenie jest nawinięte wprost na rdzeniu o kształcie rurki z „Ferrox-cube". Dla wyrównania indukcyjności przesuwa się wewnątrz rurki sztyft z tegoż materiału. Sprzężenie między obu cewkami filtru uzyskuje się za

pomocą pręta z „Ferrox-cube". W gotowych zespołach nastawione jest ono na $K = 1{,}05$, dając płaski przebieg wierzchołka krzywej rezonansu przy ostrych zboczach.

Załączony rysunek transformatora pośredniej częstotliwości wykazuje jeszcze jeden ciekawy element, a mianowicie kondensatory „drutowe" 115 pF. Zamiast płaskich kondensatorów mikowych lub obecnie najczęściej stosowanych rurkowych kondensatorów ceramicznych, widzimy tam cienki, bo zaledwie 1 mm średnicy drucik, długości około 5 cm. Drucik ten składa się z wewnętrznego przewodu, warstwy izolacyjnej o wielkiej stałej dielektrycznej oraz powierzchni metalizowanej z miedzi pocynowanej. Dzięki wysokiej stałej dielektrycznej tak uzyskany kondensator ma nadzwyczaj małe wymiary oraz dogodny kształt. Dla porównania podamy, że zwykły kondensator mikowy takiej pojemności ma około 2700 mm^3 objętości, zaś ceramiczny około 270 $mm.^3$ Kondensator drutowy ma zaledwie 30 mm^3, przy własnościach zupełnie analogicznych z mikowymi i ceramicznymi.

Jeśli jeszcze dodamy, że cały zespół zbudowany jest mechanicznie bardzo solidnie, łatwy do zmontowania i strojenia zaś jego właściwości elektryczne, zwłaszcza pod względem selektywności oraz uzyskanego wzmocnienia są na najwyższym poziomie, widzimy, że dzięki poważnym badaniom naukowym, tak ważna część odbiornika jak jego transformator pośredniej częstotliwości oraz cewki strojenia zrobiły znowu krok naprzód.

KUPON Nr 27

na odpowiedź w »Radio«

Nazwisko ....

Adres ....

....

Nomogram Nr 27

Obliczanie cewek wielowarstwowych

Wzory na obliczanie cewek wielowarstwowych są z natury rzeczy dość skomplikowane i wymagają użycia tablic. Obliczenie za pomocą niniejszego nomogramu jest jednak bardzo uproszczone, zaś otrzymane wyniki zadowalająco zgodne z pomiarami. Zwracamy tylko uwagę, że kolejność działań przy posługiwaniu się nomogramem musi być zachowana.

Dla danej cewki mierzymy długość uzwojenia l, jego grubość c oraz średnicę (średnią) D i obliczamy $\frac{c}{l}$ oraz $\frac{c}{D}$. Z ustalonego tak punktu dla $\frac{c}{l}$ prowadzimy styczną do odpowiedniej krzywej dla $\frac{c}{D}$. Po odbiciu od lewej skali prowadzimy prostą przez właściwą średnicę cewki D i po ponownym odbiciu od prawej skali — przez liczbę zwojów N, otrzymując ostatecznie poszukiwaną indukcyjność cewki L w mikrohenrach.

Projektowanie cewek jest nieco bardziej skomplikowane. Najlepiej dojść do rezultatu metodą kolejnych przybliżeń, zakładając sobie nieznane wielkości według uznania i sprawdzając każdorazowo szybko nomogramem, aż do otrzymania dobrego wyniku.

Obliczmy teraz cewkę o długości $l = 1$ cm, grubości $c = 0{,}5$, średniej średnicy $D = 1{,}5$ cm i liczbie zwojów $N = 3000$. Stąd obliczamy $\frac{c}{l} = 0{,}5$ oraz $\frac{c}{D} = 0{,}33$ i prowadzimy pierwszą prostą, odbijamy się od lewej skali i poprzez punkt $D = 1{,}5$ wracamy do prawej skali. Przypadek chce, że obie te proste prawie się pokrywają, wracamy więc do punktu wyjścia. Stąd, poprzez $N = 3.000$ zwojów, otrzymujemy ostatecznie $L = 90.000$ mikrohenrów.

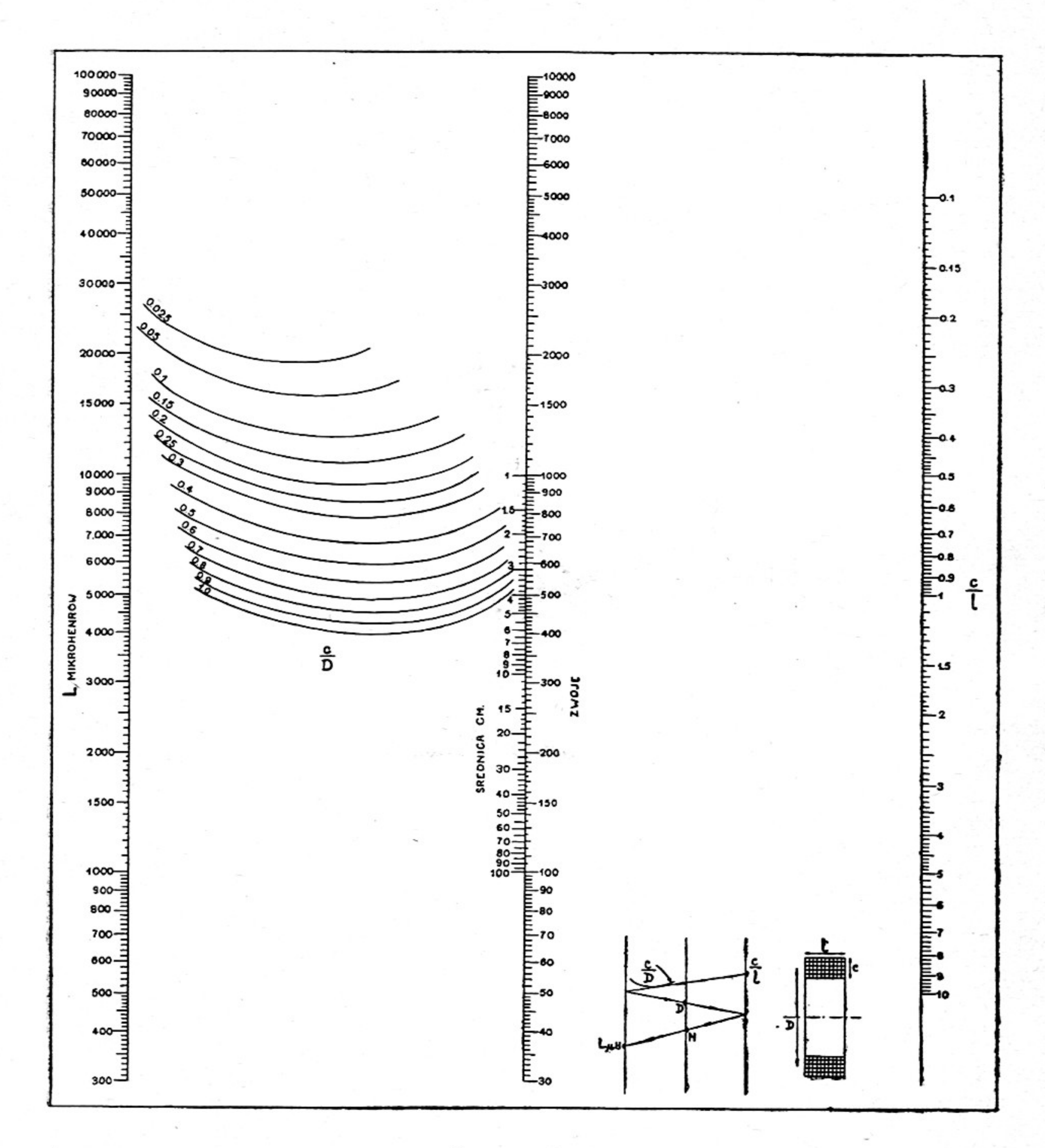
Cewkę tę nawiniemy drutem o średnicy 0,1 mm w emalii. Połączona w szereg z kondensatorem 3000 pF posłuży ona nam do eliminacji gwizdów interferencyjnych 9 kc/s, jeśli ten mały filtr zamontujemy na końcówkach pierwotnego uzwojenia transformatora głośnikowego.

Redaguje Komitet **Wydawca: Biuro wydawnictw P. R.**

Adres Redakcji i Administracji: Warszawa, Noakowskiego 20.

Warunki prenumeraty: Półrocznie wraz z przesyłką pocztową zł 360. Prenumeratę należy wpłacać na konto czekowe w PKO Nr I-330 „Radio i Świat". Na odwrocie blankietu nadawczego należy zaznaczyć: prenumerata miesięcznika „Radio". Cena pojedynczego egzemplarza zł 100.—.

Drukarnia Spółdz. Wyd. „Wydawnictwo Ludowe" Warszawa Skolimowska 5 **B-81018**



Nomogram Nr 27



Drukarnia Spółdz. Wyd. „Wydawnictwo Ludowe“ Warszawa Skolimowska 5